Cuarta edición

ELECTRÓNICA DE POTENCIA



MUHAMMAD H. RASHID

ALWAYS LEARNING

PEARSON

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

CUARTA EDICIÓN

Muhammad H. Rashid
Fellow IET,
Life Fellow IEEE

Electrical and Computer
Engineering
University of West Florida

TRADUCCIÓN
Rodolfo Navarro Salas
Ingeniero Mecánico
Universidad Nacional Autónoma de México

REVISIÓN TÉCNICA
Brahim El Filali
Academia de Sistemas
Unidad Profesional Interdisciplinaria en Ingeniería
y Tecnologías Avanzadas (UPIITA)
Instituto Politécnico Nacional, México

PEARSON

Datos de catalogación bibliográfica

RASHID, MUHAMMAD, H

Electrónica de potencia
Cuarta edición

PEARSON EDUCACIÓN, México, 2015

ISBN: 978-607-32-3325-5
Área: Ingeniería

Formato: 20 × 25.5 cm Páginas: 680

Authorized translation from the English language edition entitled *Power Electronics, 4th Edition*, by *Muhammad H. Rashid,* published by Pearson Education, Inc., publishing as Prentice Hall, Copyright © 2014. All rights reserved.
ISBN 9780133125900

Traducción autorizada de la edición en idioma inglés titulada *Power Electronics, 4a edición*, por *Muhammad H. Rashid*, publicada por Pearson Education, Inc., publicada como Prentice Hall, Copyright © 2014. Todos los derechos reservados.

Esta edición en español es la única autorizada.

Edición en español

Director General:	Sergio Fonseca Garza
Director de Contenidos y Servicios Digitales:	Alan David Palau
Editor Sponsor:	Luis M. Cruz Castillo e-mail: luis.cruz@pearson.com
Editor de Desarrollo:	Bernardino Gutiérrez Hernández
Supervisor de Producción:	Gustavo Rivas Romero
Gerencia de Contenidos Educación Superior:	Marisa de Anta

CUARTA EDICIÓN, 2015

D.R. © 2015 por Pearson Educación de México, S.A. de C.V.
Antonio Dovalí Jaime núm. 70,
Torre B, Piso 6,
Col. Zedec Ed Plaza Santa Fe,
Delegación Álvaro Obregón, C.P. 01210, México, D.F.

Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana. Reg. núm. 1031.

Reservados todos los derechos. Ni la totalidad ni parte de esta publicación pueden reproducirse, registrarse o transmitirse, por un sistema de recuperación de información, en ninguna forma ni por ningún medio, sea electrónico, mecánico, fotoquímico, magnético o electroóptico, por fotocopia, grabación o cualquier otro, sin permiso previo por escrito del editor.

El préstamo, alquiler o cualquier otra forma de cesión de uso de este ejemplar requerirá también la autorización del editor o de sus representantes.

ISBN LIBRO IMPRESO: 978-607-32-3325-5
ISBN E-BOOK: 978-607-32-3328-6

Impreso en México. *Printed in Mexico.*
1 2 3 4 5 6 7 8 9 0 - 18 17 16 15

PEARSON

www.pearsonenespañol.com

A mis padres, mi esposa Fatema, y
mis hijos: Fa-eza, Farzana, Hasan, Hannah, Laith, Laila y Nora

Contenido

Prefacio **xvii**

Acerca del autor **xxiii**

Capítulo 1 Introducción 1

1.1 Aplicaciones de la electrónica de potencia 2
1.2 Historia de la electrónica de potencia 4
1.3 Tipos de circuitos electrónicos de potencia 6
1.4 Diseño de equipo electrónico de potencia 10
1.5 Determinación de valores de la media cuadrática de formas de onda 11
1.6 Efectos periféricos 12
1.7 Características y especificaciones de conmutadores 15
1.7.1 Características ideales 15
1.7.2 Características de los dispositivos prácticos 16
1.7.3 Especificaciones de un conmutador 18
1.8 Dispositivos semiconductores de potencia 19
1.9 Características de control de dispositivos de potencia 25
1.10 Opciones de dispositivos 25
1.11 Módulos de potencia 29
1.12 Módulos inteligentes 29
1.13 Diarios y conferencias sobre electrónica de potencia 31
Resumen 32
Referencias 32
Preguntas de repaso 33
Problemas 33

PARTE I Diodos de potencia y rectificadores **35**

Capítulo 2 Diodos de potencia y circuitos *RLC* conmutados 35

2.1 Introducción 36
2.2 Lo básico de los semiconductores 36
2.3 Características del diodo 38
2.4 Características de recuperación inversa 41
2.5 Tipos de diodos de potencia 44
2.5.1 Diodos de uso general 44
2.5.2 Diodos de recuperación rápida 45
2.5.3 Diodos Schottky 46

2.6 Diodos de carburo de silicio 46
2.7 Diodos Schottky de carburo de silicio 47
2.8 Modelo SPICE de diodo 48
2.9 Diodos conectados en serie 49
2.10 Diodos conectados en paralelo 53
2.11 Carga *RC* conmutada por diodo 54
2.12 Carga *RL* conmutada por diodo 56
2.13 Carga *LC* conmutada por diodo 58
2.14 Carga *RLC* conmutada por diodo 61
2.15 Diodos de conducción libre con carga *RL* conmutada 65
2.16 Recuperación de la energía atrapada con un diodo 68
Resumen 72
Referencias 72
Preguntas de repaso 73
Problemas 73

Capítulo 3 Diodos rectificadores 79

3.1 Introducción 80
3.2 Parámetros de desempeño 80
3.3 Rectificadores monofásicos de media onda 82
3.4 Rectificador monofásico de onda completa con carga *RL* 85
3.5 Rectificador monofásico de onda completa con una carga altamente inductiva 92
3.6 Rectificadores multifásicos en estrella 94
3.7 Rectificadores trifásicos 98
3.8 Rectificador trifásico conectado a una carga *RL* 102
3.9 Rectificador trifásico con carga altamente inductiva 106
3.10 Comparaciones de diodos rectificadores 108
3.11 Diseño de un circuito rectificador 108
3.12 Voltaje de salida con filtro *LC* 120
3.13 Efectos de las inductancias de la fuente y la carga 124
3.14 Consideraciones prácticas para seleccionar inductores y capacitores 127
3.14.1 Capacitores de película de ca 127
3.14.2 Capacitores de cerámica 128
3.14.3 Capacitores electrolíticos de aluminio 128
3.14.4 Capacitores de tantalio sólido 129
3.14.5 Supercapacitores 129
Resumen 129
Referencias 129
Preguntas de repaso 130
Problemas 130

PARTE II Transistores de potencia y convertidores de CD a CD 134

Capítulo 4 Transistores de potencia 134

4.1 Introducción 135
4.2 Transistores de carburo de silicio 136
4.3 MOSFETs de potencia 137

4.3.1 Características en estado estable 140
4.3.2 Características de conmutación 143
4.3.3 MOSFETs de carburo de silicio 145
4.4 COOLMOS 147
4.5 Transistores de efecto de campo de unión (JFETs) 149
4.5.1 Funcionamiento y características de los JFETs 149
4.5.2 Estructuras de JFET de carburo de silicio 153
4.6 Transistores bipolares de unión 156
4.6.1 Características de estado estable 157
4.6.2 Características de conmutación 161
4.6.3 Límites de conmutación 168
4.6.4 BJTs de carburo de silicio 169
4.7 IGBTs 170
4.7.1 IGBTs de carburo de silicio 173
4.8 SITs 174
4.9 Comparaciones de transistores 175
4.10 Reducción de potencia de transistores de potencia 175
4.11 Limitaciones de *di/dt* y *dv/dt* 179
4.12 Funcionamiento en serie y en paralelo 182
4.13 Modelos SPICE 184
4.13.1 Modelo SPICE de un BJT 184
4.13.2 Modelo SPICE de MOSFET 186
4.13.3 Modelo SPICE de IGBT 187
4.14 Control de compuerta de MOSFET 189
4.15 Control de compuerta de JFET 191
4.16 Excitación de base de BJT 192
4.17 Aislamiento de compuerta y excitadores de base 197
4.17.1 Transformadores de pulsos 199
4.17.2 Optoacopladores 199
4.18 Circuitos integrados de excitación de compuerta 200
Resumen 202
Referencias 203
Preguntas de repaso 206
Problemas 208

Capítulo 5 Convertidores CD-CD 210

5.1 Introducción 211
5.2 Parámetros de desempeño de convertidores CD-CD 211
5.3 Principio de la operación de reducción 212
5.3.1 Generación del ciclo de trabajo 216
5.4 Convertidor reductor con carga *RL* 217
5.5 Principio de la operación de elevación 222
5.6 Convertidor elevador con una carga resistiva 225
5.7 Parámetros que limitan la frecuencia 227
5.8 Clasificación de los convertidores 228
5.9 Reguladores en modo de conmutación 232
5.9.1 Reguladores reductores 233
5.9.2 Reguladores elevadores 237
5.9.3 Reguladores reductores-elevadores 241

5.9.4 Reguladores Cúk 245
5.9.5 Limitaciones de la conversión con una sola etapa 251
5.10 Comparación de los reguladores 252
5.11 Convertidor elevador de múltiples salidas 253
5.12 Convertidor elevador alimentado por diodo rectificador 256
5.13 Modelos promediados de convertidores 258
5.14 Análisis de espacio de estados de reguladores 264
5.15 Consideraciones de diseño para filtro de entrada y convertidores 268
5.16 Circuito integrado excitador para convertidores 273
Resumen 275
Referencias 277
Preguntas de repaso 279
Problemas 279

PARTE III Inversores 282

Capítulo 6 Convertidores CD-CA 282

6.1 Introducción 283
6.2 Parámetros de desempeño 283
6.3 Principio de funcionamiento 285
6.4 Puentes inversores monofásicos 289
6.5 Inversores trifásicos 295
6.5.1 Conducción de 180 grados 296
6.5.2 Conducción durante 120 grados 303
6.6 Control de voltaje de inversores monofásicos 306
6.6.1 Modulación por ancho de pulsos múltiples 306
6.6.2 Modulación por ancho de pulso senoidal 309
6.6.3 Modulación por ancho de pulso senoidal modificada 312
6.6.4 Control por desplazamiento de fase 315
6.7 Control de voltaje de inversores trifásicos 316
6.7.1 PWM senoidal 317
6.7.2 PWM de 60 grados 320
6.7.3 PWM por terceros armónicos 320
6.7.4 Modulación por vector espacial 323
6.7.5 Comparación de las técnicas de PWM 335
6.8 Reducciones armónicas 335
6.9 Inversores con fuente de corriente 340
6.10 Inversor de enlace de cd variable 342
6.11 Inversor elevador 344
6.12 Diseño del circuito inversor 349
Resumen 354
Referencias 354
Preguntas de repaso 356
Problemas 357

Capítulo 7 Inversores de pulsos resonantes 361

7.1 Introducción 362
7.2 Inversores resonantes en serie 362

7.2.1 Inversores resonantes con interruptores unidireccionales 363
7.2.2 Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales 372
7.3 Respuesta a la frecuencia de inversores resonantes en serie 378
7.3.1 Respuesta de frecuencia para carga en serie 378
7.3.2 Respuesta de frecuencia para carga en paralelo 381
7.3.3 Respuesta de frecuencia para carga en serie-paralelo 383
7.4 Inversores resonantes en paralelo 384
7.5 Control de voltaje de inversores resonantes 388
7.6 Inversor resonante clase E 390
7.7 Rectificador resonante clase E 394
7.8 Convertidores resonantes de conmutación por corriente cero 398
7.8.1 Convertidor resonante ZCS tipo *L* 399
7.8.2 Convertidor resonante ZCS tipo *M* 402
7.9 Convertidores resonantes de conmutación por voltaje cero 402
7.10 Comparaciones entre convertidores ZCS y convertidores resonantes ZVS 406
7.11 Convertidores resonantes ZVS de dos cuadrantes 407
7.12 Inversores resonantes de enlace de CD 409
Resumen 413
Referencias 414
Preguntas de repaso 414
Problemas 415

Capítulo 8 Inversores multinivel 417

8.1 Introducción 417
8.2 Concepto multinivel 418
8.3 Tipos de inversores multinivel 420
8.4 Inversor multinivel con diodo fijador 420
8.4.1 Principio de funcionamiento 421
8.4.2 Características del inversor con diodo fijador 422
8.4.3 Inversor con diodo fijador mejorado 424
8.5 Inversor multinivel con capacitores volantes 426
8.5.1 Principio de funcionamiento 426
8.5.2 Características del inversor con capacitores volantes 428
8.6 Inversor multinivel en cascada 429
8.6.1 Principio de funcionamiento 429
8.6.2 Características del inversor en cascada 431
8.7 Aplicaciones 433
8.7.1 Compensación de potencia reactiva 433
8.7.2 Interconexión espalda con espalda 435
8.7.3 Excitadores de velocidad ajustable 435
8.8 Corrientes de dispositivo de conmutación 436
8.9 Balanceo del voltaje de capacitor de enlace de CD 437
8.10 Características de los inversores multinivel 438
8.11 Comparaciones de convertidores multinivel 439
Resumen 440
Referencias 440

Preguntas de repaso 441
Problemas 441

PARTE IV Tiristores y convertidores tiristorizados 443

Capítulo 9 Tiristores 443

9.1 Introducción 443
9.2 Características del tiristor 444
9.3 Modelo de tiristor de dos transistores 447
9.4 Encendido del tiristor 449
9.5 Apagado del tiristor 451
9.6 Tipos de tiristores 453
9.6.1 Tiristores controlados por fase 453
9.6.2 Tiristores bidireccionales controlados por fase 454
9.6.3 Tiristores asimétricos de conmutación rápida 455
9.6.4. Rectificadores controlados de silicio activados por luz 456
9.6.5. Tiristores de tríodo bidireccionales 456
9.6.6. Tiristores de conducción inversa 457
9.6.7 Tiristores apagados por compuerta 457
9.6.8 Tiristores controlados por FET 462
9.6.9 MTOs 463
9.6.10 ETOs 464
9.6.11 IGCTs 465
9.6.12 MCTs 466
9.6.13 SITHs 469
9.6.14 Comparaciones de tiristores 470
9.7 Funcionamiento en serie de tiristores 475
9.8 Funcionamiento en paralelo de tiristores 478
9.9 Protección contra *di/dt* 479
9.10 Protección contra *dv/dt* 480
9.11 Modelo SPICE de tiristor 482
9.11.1 Modelo SPICE de tiristor 482
9.11.2 Modelo SPICE de GTO 484
9.11.3 Modelo SPICE de MCT 486
9.11.4 Modelo SPICE de SITH 486
9.12 DIACs 486
9.13 Circuitos de disparo de tiristor 489
9.14 Transistor de una unión 492
9.15 Transistor de una unión programable 494
Resumen 496
Referencias 497
Preguntas de repaso 500
Problemas 501

Capítulo 10 Rectificadores controlados 503

10.1 Introducción 504
10.2 Convertidores monofásicos completos 504
10.2.1 Convertidor monofásico completo con carga *RL* 508

10.3 Convertidores monofásicos duales 511
10.4 Convertidores trifásicos completos 514
10.4.1 Convertidor trifásico completo con carga *RL* 518
10.5 Convertidores trifásicos duales 520
10.6 Control de modulación por ancho de pulso 523
10.6.1 Control de PWM 524
10.6.2 PWM senoidal monofásica 526
10.6.3 Rectificador trifásico de PWM 527
10.7 Convertidores monofásicos en serie 531
10.8 Convertidores de doce pulsos 534
10.9 Diseño de circuitos de convertidor 536
10.10 Efectos de las inductancias de carga y fuente 542
Resumen 544
Referencias 544
Preguntas de repaso 546
Problemas 546

Capítulo 11 Controladores de voltaje de CA 552

11.1 Introducción 553
11.2 Parámetros de desempeño de controladores de voltaje de CA 554
11.3 Controladores monofásicos de onda completa con cargas resistivas 555
11.4 Controladores monofásicos de onda completa con cargas inductivas 559
11.5 Controladores trifásicos de onda completa 563
11.6 Controladores trifásicos de onda completa conectados en delta 568
11.7 Cambiadores de conexión de transformador monofásico 572
11.8 Cicloconvertidores 577
11.8.1 Cicloconvertidores monofásicos 577
11.8.2 Cicloconvertidores trifásicos 580
11.8.3 Reducción de los armónicos de salida 581
11.9 Controladores de voltaje de ca con control de PWM 584
11.10 Convertidor matricial 586
11.11 Diseño de circuitos de controlador de voltaje de CA 588
11.12 Efectos de las inductancias de fuente y carga 596
Resumen 597
Referencias 597
Preguntas de repaso 598
Problemas 598

Los capítulos 12 a 15 se encuentran en español en el sitio Web del libro

PARTE V Electrónica de potencia: aplicaciones y protecciones 602

Capítulo 12 Sistemas flexibles de transmisión de ca 602

12.1 Introducción 603
12.2 Principio de transmisión de potencia 604
12.3 Principio de compensación en derivación 606

12.4 Compensadores en derivación 608
12.4.1 Reactor controlado por tiristor 608
12.4.2 Capacitor conmutado por tiristor 609
12.4.3 Compensador de VAR estático 612
12.4.4 Compensador de VAR estático avanzado 613
12.5 Principio de compensación en serie 615
12.6 Compensadores en serie 617
12.6.1 Capacitor en serie conmutado por tiristor 617
12.6.2 Capacitor en serie controlado por tiristor 619
12.6.3 Capacitor en serie controlado por conmutación forzada 620
12.6.4 Compensador de VAR estático en serie 621
12.6.5 SSVC avanzado 621
12.7 Principio de compensación por ángulo de fase 624
12.8 Compensador de ángulo de fase 627
12.9 Controlador de flujo de potencia unificado 628
12.10 Comparaciones de compensadores 629
Resumen 631
Referencias 631
Preguntas de repaso 632
Problemas 632

Capítulo 13 Fuentes de alimentación 634

13.1 Introducción 635
13.2 Fuentes de alimentación de cd 635
13.2.1 Fuentes de alimentación de cd en modo conmutado 636
13.2.2 Convertidor de retorno 636
13.2.3 Convertidor directo 640
13.2.4 Convertidor balanceado 645
13.2.5 Convertidor de medio puente 647
13.2.6 Convertidor de puente completo 650
13.2.7 Fuentes de alimentación de cd resonantes 653
13.2.8 Fuentes de alimentación bidireccionales 655
13.3 Fuentes de alimentación de ca 655
13.3.1 Fuentes de alimentación de ca en modo conmutado 657
13.3.2 Fuentes de alimentación de ca resonantes 657
13.3.3 Fuentes de alimentación de ca bidireccionales 658
13.4 Conversiones en múltiples etapas 659
13.5 Circuitos de control 660
13.6 Consideraciones de diseño magnético 664
13.6.1 Diseño del transformador 664
13.6.2 Inductor de cd 668
13.6.3 Saturación magnética 669
Resumen 670
Referencias 670
Preguntas de repaso 671
Problemas 671

Capítulo 14 Propulsores de cd 675

14.1 Introducción 676
14.2 Características básicas de los motores de cd 677
14.2.1 Motor de cd de excitación independiente 677
14.2.2 Motor de cd de excitación en serie 680
14.2.3 Relación de engranes 682
14.3 Modos de funcionamiento 684
14.4 Propulsores monofásicos 686
14.4.1 Propulsores monofásicos de semiconvertidor 688
14.4.2 Propulsores monofásicos de convertidor completo 689
14.4.3 Propulsores monofásicos de convertidor dual 690
14.5 Propulsores trifásicos 694
14.5.1 Propulsores trifásicos de semiconvertidor 694
14.5.2 Propulsores trifásicos de convertidor completo 694
14.5.3 Propulsores trifásicos de convertidor dual 695
14.6 Propulsores de convertidor cd-cd 698
14.6.1 Principio del control de potencia 698
14.6.2 Principio del control de freno regenerativo 700
14.6.3 Principio del control de freno reostático 703
14.6.4 Principio del control de frenado combinado regenerativo y reostático 704
14.6.5 Propulsores de convertidor cd-cd de dos y cuatro cuadrantes 705
14.6.6 Convertidores cd-cd multifásicos 706
14.7 Control de lazo cerrado de propulsores de cd 709
14.7.1 Función de transferencia de lazo abierto 709
14.7.2 Función de transferencia de lazo abierto de motores de excitación independiente 710
14.7.3 Función de transferencia de lazo abierto de motores excitados en serie 713
14.7.4 Modelos de control de convertidor 715
14.7.5 Función de transferencia de lazo cerrado 717
14.7.6 Control de corriente de lazo cerrado 720
14.7.7 Diseño de un controlador de corriente 724
14.7.8 Diseño de un controlador de velocidad 725
14.7.9 Propulsor alimentado por convertidor cd-cd 729
14.7.10 Control de lazo de fase sincronizada 730
14.7.11 Control de propulsores de cd por microcomputadora 732
Resumen 734
Referencias 734
Preguntas de repaso 735
Problemas 736

Capítulo 15 Propulsores de ca 740

15.1 Introducción 741
15.2 Propulsores de motores de inducción 741
15.2.1 Características de desempeño 743
15.2.2 Características de par motor-velocidad 745

15.2.3	Control por voltaje del estator	750
15.2.4	Control por voltaje del rotor	754
15.2.5	Control por frecuencia	763
15.2.6	Control por voltaje y frecuencia	765
15.2.7	Control por corriente	770
15.2.8	Control por velocidad de deslizamiento constante	775
15.2.9	Control por voltaje, corriente y frecuencia	776
15.3	Control de lazo cerrado de motores de inducción	778
15.4	Dimensionamiento de las variables de control	782
15.5	Controles vectoriales	784
15.5.1	Principio básico del control vectorial	784
15.5.2	Transformación directa y del eje de cuadratura	786
15.5.3	Control vectorial indirecto	791
15.5.4	Control vectorial directo	795
15.6	Propulsores de motor sincrónico	797
15.6.1	Motores de rotor cilíndrico	798
15.6.2	Motores de polos salientes	801
15.6.3	Motores de reluctancia	802
15.6.4	Motores de reluctancia conmutados	803
15.6.5	Motores de imán permanente	805
15.6.6	Control de lazo cerrado de motores sincrónicos	808
15.6.7	Propulsores de motor de cd y ca sin escobillas	810
15.7	Diseño de un controlador de velocidad para propulsores de motores sincrónicos de imán permanente (PMSM)	812
15.7.1	Diagrama de bloques del sistema	812
15.7.2	Lazo de corriente	814
15.7.3	Controlador de velocidad	815
15.8	Control de un motor de pasos	818
15.8.1	Motores de pasos de reluctancia variable	818
15.8.2	Motores de pasos de imán permanente	821
15.9	Motores de inducción lineal	825
15.10	Circuito integrado de alto voltaje para propulsores de motor	828
	Resumen	833
	Referencias	834
	Preguntas de repaso	835
	Problemas	836

Los capítulos 16 y 17 se encuentran en inglés en el sitio Web del libro

Chapter 16	Introduction to Renewable Energy	840
16.1	Introduction	841
16.2	Energy and Power	842
16.3	Renewable Energy Generation System	843
16.3.1	Turbine	844
16.3.2	Thermal Cycle	845

16.4 Solar Energy Systems 847
16.4.1 Solar Energy 847
16.4.2 Photovoltaic 850
16.4.3 Photovoltaic Cells 850
16.4.4 PV Models 851
16.4.5 Photovoltaic Systems 857
16.5 Wind Energy 860
16.5.1 Wind Turbines 860
16.5.2 Turbine Power 861
16.5.3 Speed and Pitch Control 864
16.5.4 Power Curve 865
16.5.5 Wind Energy Systems 866
16.5.6 Doubly Fed Induction Generators 869
16.5.7 Squirrel-Cage Induction Generators 870
16.5.8 Synchronous Generators 871
16.5.9 Permanent-Magnet Synchronous Generators 872
16.5.10 Switched Reluctance Generator 873
16.5.11 Comparisons of the Wind Turbine Power Configurations 873
16.6 Ocean Energy 874
16.6.1 Wave Energy 874
16.6.2 Mechanism of Wave Generation 875
16.6.3 Wave Power 876
16.6.4 Tidal Energy 879
16.6.5 Ocean Thermal Energy Conversion 881
16.7 Hydropower Energy 882
16.7.1 Large-Scale Hydropower 882
16.7.2 Small-Scale Hydropower 883
16.8 Fuel Cells 886
16.8.1 Hydrogen Generation and Fuel Cells 887
16.8.2 Types of Fuel Cells 888
16.8.3 Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells (PEMFC) 889
16.8.4 Direct-Methanol Fuel Cells (DMFC) 890
16.8.5 Alkaline Fuel Cells (AFC) 892
16.8.6 Phosphoric Acid Fuel Cells (PAFC) 893
16.8.7 Molten Carbonate Fuel Cells (MCFC) 894
16.8.8 Solid Oxide Fuel Cells (SOFC) 895
16.8.9 Thermal and Electrical Processes of Fuel Cells 896
16.9 Geothermal Energy 900
16.10 Biomass Energy 900
Summary 901
References 901
Review Questions 902
Problems 903

Chapter 17 Protections of Devices and Circuits 907

17.1 Introduction 907
17.2 Cooling and Heat Sinks 908

17.3	Thermal Modeling of Power Switching Devices	913
	17.3.1 Electrical Equivalent Thermal Model	914
	17.3.2 Mathematical Thermal Equivalent Circuit	916
	17.3.3 Coupling of Electrical and Thermal Components	917
17.4	Snubber Circuits	919
17.5	Reverse Recovery Transients	920
17.6	Supply- and Load-Side Transients	926
17.7	Voltage Protection by Selenium Diodes and Metaloxide Varistors	929
17.8	Current Protections	931
	17.8.1 Fusing	931
	17.8.2 Fault Current with Ac Source	934
	17.8.3 Fault Current with Dc Source	936
17.9	Electromagnetic Interference	939
	17.9.1 Sources of EMI	940
	17.9.2 Minimizing EMI Generation	940
	17.9.3 EMI Shielding	941
	17.9.4 EMI Standards	941
	Summary	942
	References	943
	Review Questions	943
	Problems	944

Apéndice A Circuitos trifásicos A-1

Apéndice B Circuitos magnéticos A-5

Apéndice C Funciones de conmutación de convertidores A-13

Apéndice D Análisis transitorio de CD A-19

Apéndice E Análisis de Fourier A-23

Apéndice F Transformación en un marco de referencia A-26

Bibliografía B-1

Respuestas a problemas seleccionados R-1

Índice I-1

Prefacio

Esta nueva edición de *Electrónica de potencia* se planeó como libro de texto para un curso de electrónica de potencia y convertidores estáticos de potencia, de nivel licenciatura de ingeniería eléctrica o electrónica. También lo pueden utilizar como libro de texto estudiantes de maestría, y como libro de referencia ingenieros practicantes interesados en el diseño y aplicaciones de electrónica de potencia. Los requisitos son conocimientos básicos de electrónica y circuitos eléctricos. El contenido de este libro está más allá de un curso de un semestre. Aun cuando el tiempo asignado a un curso de electrónica de potencia de nivel licenciatura suele ser de sólo un semestre, la electrónica de potencia ha llegado a un punto en el cual es difícil cubrir la materia completa en ese tiempo. A nivel licenciatura, los capítulos 1 a 11 deben bastar para obtener un buen conocimiento de electrónica de potencia. Los capítulos 12 a 15 (en español en el sitio Web de este libro) se pueden dejar para otro curso, o incluirlos en uno de maestría. Quien desee profundizar un poco más, puede revisar los capítulos 16 y 17, que se encuentran en inglés en la página Web de este libro. La tabla P.1 muestra los temas sugeridos para un curso de un semestre de "Electrónica de potencia" y la tabla P.2 para un curso de un semestre de "Electrónica de potencia y excitadores de motor".

TABLA P.1 Temas sugeridos para un curso de un semestre de electrónica de potencia

Capítulo	Temas	Secciones	Clases
1	Introducción	1.1 a 1.12	2
2	Diodos semiconductores de potencia y circuitos	2.1 a 2.4, 2.6–2.7, 2.11 a 2.16	3
3	Diodos rectificadores	3.1 a 3.11	5
4	Transistores de potencia	4.1 a 4.9	3
5	Convertidores cd-cd	5.1 a 5.9	5
6	Inversores PWM	6.1 a 6.7	7
7	Inversores de pulso resonantes	7.1 a 7.5	3
9	Tiristores	9.1 a 9.10	2
10	Rectificadores controlados	10.1 a 10.5	6
11	Controladores de voltaje de ca	11.1 a 11.5	3
	Exámenes y cuestionarios trimestrales		3
	Examen final		3
	Total de clases en un semestre de 15 semanas		45

TABLA P.2 Temas sugeridos para un curso de un semestre de electrónica de potencia y excitadores de motores

Capítulo	Temas	Secciones	Clases
1	Introducción	1.1 a 1.10	2
2	Diodos semiconductores de potencia y circuitos	2.1 a 2.7	2
3	Diodos rectificadores	3.1 a 3.8	4
4	Transistores de potencia	4.1 a 4.8	1
5	Convertidores cd-cd	5.1 a 5.8	4
4	Propulsores de cd	14.1 a 14.7	5
6	Inversores PWM	6.1 a 6.10	5
9	Tiristores	9.1 a 9.6	1
Apéndice	Circuitos trifásicos	A	1
10	Rectificadores controlados	10.1 a 10.7	5
11	Controladores de voltaje de ca	11.1 a 11.5	2
Apéndice	Circuitos magnéticos	B	1
5	Propulsores de ca	15.1 a 15.9	6
	Exámenes y cuestionarios trimestrales		3
	Examen final		3
	Total de clases en un semestre de 15 semanas		45

Los fundamentos de electrónica de potencia están bien establecidos y no cambian con tanta rapidez. Sin embargo, las características de los dispositivos mejoran continuamente y también aparecen nuevos dispositivos. La *electrónica de potencia,* que emplea el método ascendente, estudia las características de los dispositivos y las técnicas de conversión, y por consiguiente sus aplicaciones; además, pone énfasis en los principios básicos de las conversiones de potencia. Esta nueva edición de *Electrónica de potencia* ha sido completamente revisada y actualizada, y entre los cambios más importantes se encuentran los siguientes:

- Emplea un método ascendente en lugar de uno descendente. Es decir, después de estudiar los dispositivos se presentan las especificaciones del convertidor, antes de considerar las técnicas de conversión.
- Considera el desarrollo de dispositivos de carburo de silicio (SiC).
- Presenta los modelos promediadores de convertidores cd-cd.
- Amplía las secciones sobre técnica de punta de modulación por vector espacial.
- Integra los circuitos de excitación de compuerta a los capítulos relacionados con los dispositivos de potencia y convertidores.
- Expande los métodos de control tanto a los excitadores de cd como a los de ca.
- Agrega explicaciones a lo largo del texto.

Para un mejor aprovechamiento, el libro se ha dividido de cinco partes:

Parte I: Diodos de potencia y rectificadores (capítulos 2 y 3).
Parte II: Transistores de potencia y convertidores de cd a cd (capítulos 4 y 5).
Parte III: Inversores (capítulos 6, 7 y 8).
Parte IV: Tiristores y convertidores tiristorizados (capítulos 9, 10 y 11).
Parte V: Electrónica de potencia. Aplicaciones y protecciones (capítulos 12, 13, 14 y 15 se encuentran en español en el sitio Web) (capítulos 16 y 17 se encuentran en inglés en el sitio Web).

Temas como los circuitos trifásicos, circuitos magnéticos, funciones de conmutación de convertidores, análisis de transitorios en circuitos de cd, análisis de Fourier y transformación mediante marco de referencia se revisan en los apéndices. La electrónica de potencia se ocupa de las aplicaciones de electrónica de estado sólido para el control y conversión de energía eléctrica. Las técnicas de conversión requieren la conmutación del estado de encendido y apagado de dispositivos semiconductores de potencia. Los circuitos electrónicos de bajo nivel, que normalmente se componen de circuitos integrados y componentes discretos, generan las señales de compuerta requeridas para los dispositivos de potencia. Los microprocesadores y los circuitos integrados procesadores de señales están reemplazando a los circuitos integrados y a los componentes discretos.

Un dispositivo de potencia ideal no debe tener limitaciones de conmutación de encendido y conmutación de apagado en función de tiempo de encendido, tiempo de apagado, corriente, y capacidades de manejo de voltaje. La tecnología de semiconductores de potencia está permitiendo el acelerado desarrollo de dispositivos de potencia de conmutación rápidos con límites de corriente y voltaje cada vez mayores. Los dispositivos de conmutación de potencia como los BJT de potencia, MOSFET de potencia, SIT, IGBT, MCT, SITH, SCR, TRIAC, GTO, MTO, ETO, IGCT, y otros dispositivos semiconductores se utilizan cada vez más en una amplia gama de productos.

Conforme la tecnología evoluciona y la electrónica de potencia encuentra más aplicaciones se siguen desarrollando nuevos dispositivos de potencia con capacidad de más altas temperaturas y menos pérdidas. A lo largo de los años se ha presentado un gran avance en dispositivos semiconductores de potencia. Sin embargo, los dispositivos fabricados a base de silicio ya casi llegaron a su límite. Gracias a la investigación y desarrollo recientes, la electrónica de potencia de carburo de silicio (SiC) ha dejado de ser una promisoria tecnología del futuro para convertirse en una potente alternativa de la tecnología de silicio (Si) de punta en aplicaciones de alta eficiencia, alta frecuencia y alta temperatura. La electrónica de potencia de SiC tiene valores de voltaje más altos, caídas de voltaje más bajas, temperaturas máximas más altas y conductividades térmicas más altas. Se espera que los dispositivos de potencia de SiC evolucionen durante los próximos años, lo que conduciría a una nueva era de la electrónica y aplicaciones de potencia.

Con la disponibilidad de dispositivos de conmutación más rápidos, las aplicaciones de microprocesadores modernos y procesamiento de señales digitales en la sintetización de la estrategia de control de dispositivos de potencia de compuerta que cumplan con las especificaciones de conversión están ampliando el alcance de la electrónica de potencia. La revolución de la electrónica de potencia ha cobrado impulso desde principios de la década de 1990. Ha empezado una nueva era en la electrónica de potencia. Es el comienzo de la tercera revolución de la electrónica de potencia en el procesamiento de energía renovable y ahorros de energía en todo el mundo. Dentro de los próximos 30 años la electrónica de potencia conformará y condicionará el empleo de la electricidad en todas partes entre su generación y sus usuarios. Las aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia no se han explorado del todo, pero nos hemos esforzado por cubrir la mayor cantidad posible de aplicaciones potenciales.

Todos los comentarios y sugerencias con respecto a este libro son bienvenidos y deben ser enviados al autor.

Dr. Muhammad H. Rashid
Profesor de Ingeniería eléctrica y computación
University of West Florida
11000 University Parkway
Pensacola, FL 32514-5754
E-mail: mrashid@uwf.edu

SUPLEMENTOS PARA EL PROFESOR (EN INGLÉS)

Los profesores que utilicen este libro como texto en un curso tendrán a su disposición suplementos adicionales en la siguiente página:

www.pearsonenespanol.com/rashid.

Para acceder a estos materiales haga clic en *Recursos para el profesor*. Esto lo enviará a nuestro catálogo en inglés, donde deberá hacer clic en *Download Resources*. Aquí podrá inscribirse y pedir un código de acceso para profesor. En un lapso promedio de 48 horas recibirá un correo electrónico de confirmación con el código de acceso, con el cual deberá buscar el texto en el catálogo en línea y hacer clic en el botón *Instructor Resources.* En el lado izquierdo de su computadora seleccione un suplemento y aparecerá una página de inicio de sesión. Una vez que haya entrado podrá acceder al material para el profesor. Cabe recordar que este material se encuentra en idioma inglés.

Los suplementos incluyen lo siguiente:

- Manual del profesor
- Diapositivas en PowerPoint

SOFTWARE PSPICE Y ARCHIVOS DE PROGRAMA

Los esquemas PSpice versión estudiantil y/o el software de captura Orcad se pueden obtener o descargar de

Cadence Design Systems, Inc.
2655 Seely Avenue
San Jose, CA 95134

Sitios web: http://www.cadence.com
http://www.orcad.com
http://www.pspice.com

El sitio web http:uwf.edu/mrashid contiene todos los esquemas PSpice, el software de captura Orcad y los archivos Mathcad para usarlos con este libro.

Nota importante: los archivos esquemáticos PSpice (con extensión .SCH) requieren el archivo de librería de modelos definidos por el usuario ***Rashid_PE3_MODEL.LIB*****,** el cual se incluye con los archivos esquemáticos y ***debe incluirse*** en el menú Análisis de los esquemas PSpice. Asimismo, los archivos esquemáticos Orcad (con las extensiones .OPJ y .DSN) requieren el archivo de librería de modelos definidos por el usuario ***Rashid_PE3_MODEL.LIB***, el cual se incluye con los archivos esquemáticos Orcad, y ***debe incluirse*** en el menú de ajustes de Simulación PSpice del software de captura Orcad. Sin estos archivos incluidos mientras se ejecuta la simulación, ésta no funcionará y producirá errores.

RECONOCIMIENTOS

Muchas personas contribuyeron a esta edición e hicieron sugerencias basadas en su experiencia en el salón de clases como profesores o estudiantes. Quiero dar las gracias a las siguientes personas por sus comentarios y sugerencias:

Mazen Abdel-Salam, *King Fahd University of Petroleum and Minerals*, Arabia Saudita
Muhammad Sarwar Ahmad, *Azad Jammu and Kashmir Universtiy*, Pakistán
Eyup Akpnar, *Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, BUCA-IZMIR*, Turquía

Dionysios, Aliprantis, *Iowa State University*
Johnson Asumadu, *Western Michigan University*
Ashoka K. S. Bhat, *University of Victoria*, *Canadá*
Fred Brockhurst, *Rose-Hulman Institution of Technology*
Jan C. Cochrane, *The University of Melbourne*, *Australia*
Ovidiu, Crisan, *University of Houston*
Joseph M. Crowley, *University of Illinois*, *Urbana-Champaign*
Mehrad Ebsani, *Texas A & M University*
Alexander E. Emanuel, *Worcester Polytechnic Institute*
Prasad Enjeti, *Texas A & M University*
George Gela, *Ohio State University*
Ahteshamul Haque, *Jamia Millia Islamia Univ-Nueva Delhi, India*
Herman W. Hill, *Ohio University*
Constantine J. Hatziadoniu, *Southern Illinois University*, *Carbondale*
Wahid Hubbi, *New Jersey Institute of Technology*
Marrija Ilic-Spong, *University of Illinois*, *Urbana-Champaign*
Kiran Kumar Jain, *J B Institute of Engineering and Technology*, *India*
Fida Muhammad Khan, *Air University-Islamabad, Pakistán*
Potitosh Kumar Shaqdu khan, *Multimedia University*, *Malasia*
Shahidul I. Khan, *Concordia University*, *Canadá*
Hussein M. Kojabadi, *Sahand University of Technology*, *Irán*
Nanda Kumar, *Singapore Institute of Management (SIM) University*, *Singapur*
Peter Lauritzen, *University of Washington*
Jack Lawler, *University of Tennessee*
Arthur R. Miles, *North Dakota State University*
Medhat M. Morcos, *Kansas State University*
Hassan Moghbelli, *Purdue University Calumet*
Khan M. Nazir, *University of Management and Technology*, *Pakistán*
H. Rarnezani-Ferdowsi, *University of Mashhad*, *Irán*
Saburo Mastsusaki, *TDK Corporation*, *Japón*
Vedula V. Sastry, *Iowa State University*
Elias G. Strangas, *Michigan State University*
Hamid. A. Toliyat, *Texas A & M University*
Selwyn Wright, *The University of Huddersfield, Queensgate*, *RU*
S. Yuvarajan, *North Dakota State University*
Shuhui Li, *University of Alabama*
Steven Yu, *Belcan Corporation*, *USA*
Toh Chuen Ling, *Universiti Tenaga Nasional*, *Malasia*
Vipul G. Patel, *Government Engineering College*, *Gujarat*, *India*
L. Venkatesha, *BMS College of Engineering*, *Bangalore*, *India*
Haider Zaman, *University of Engineering & Technology (UET)*, *Abbottabad Campus*, *Pakistán*
Mostafa F. Shaaban, *Ain-Shams University*, *El Cairo*, *Egipto*

Ha sido un gran placer trabajar con la editora, Alice Dworkin y el equipo de producción de Abinaya Rajendran, así como con el gerente de producción Irwin Zucker. Por último, doy las gracias a mi familia por su amor, paciencia y comprensión.

Muhammad H. Rashid
Pensacola, *Florida*

Acerca del autor

Muhammad H. Rashid es profesor de ingeniería eléctrica y computación en la University of West Florida; antes trabajaba en la University of Florida como profesor y director del programa conjunto UF/UWF. Rashid recibió su licenciatura en ingeniería eléctrica de la Bangladesh University of Engineering and Technology, y su maestría y doctorado de la University of Birmingham, en el Reino Unido. Con anterioridad, fungió como profesor de ingeniería eléctrica y presidente del departamento de ingeniería en la Indiana University de Purdue en Fort Wayne. También fue profesor asistente invitado de ingeniería eléctrica en la University of Connecticut, profesor asociado de ingeniería eléctrica en la Concordia University (Montreal, Canadá), profesor de ingeniería eléctrica en la Purdue University Calumet y profesor invitado de ingeniería eléctrica en la King Fadh University of Petroleum and Minerals (Arabia Saudita). Se ha desempeñado como ingeniero de diseño y desarrollo en Brush Electrical Machines Ltd. (Inglaterra, RU), como ingeniero investigador en Lucas Group Research Centre (Inglaterra, RU), y como conferencista y jefe del departamento de ingeniería de control en el Higher Institute of Electronics (Libia y Malta).

El doctor Rashid está activamente involucrado en la docencia, investigación y dictado de conferencias en electrónica, electrónica de potencia y ética profesional. Ha publicado 17 libros inscritos en la Biblioteca del Congreso de los Estados Unidos, y más de 160 artículos técnicos. Sus obras se utilizan como libros de texto en todo el mundo. *Electrónica de potencia* se ha traducido al español, portugués, indonesio, coreano, italiano, chino y persa, e inclusive en la edición económica hindú. *Microelectrónica*, otra obra suya, está traducida al español en México y España, así como al italiano y al chino.

Ha recibido muchas invitaciones de gobiernos y agencias extranjeros para impartir conferencias magistrales y consultas; de universidades del extranjero para fungir como sinodal externo en exámenes de licenciatura, maestría y doctorado; de agencias de financiamiento para revisar propuestas de investigación, y de universidades estadounidenses y del extranjero para evaluar casos de promoción de profesores. El doctor Rashid se ha desempeñado como empleado regular o consultor en Canadá, Corea, el Reino Unido, Singapur, Malta, Libia, Malasia, Arabia Saudita, Pakistán y Bangladesh. Ha viajado a casi todos los estados de los Estados Unidos, y a muchos países (Japón, China, Hong Kong, Indonesia, Taiwán, Malasia, Tailandia, Singapur, India, Pakistán, Turquía, Arabia Saudita, Emiratos Árabes Unidos, Qatar, Libia, Jordania, Egipto, Marruecos, Malta, Italia, Grecia, Reino Unido, Brasil y México) para dictar conferencias y presentar ensayos.

Es miembro de la Institution of Engineering and Technology (IET, RU) y miembro permanente del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE, E.U.A). Fue electo miembro del IEEE con mención honorífica por "Liderazgo en docencia de electrónica de potencia y contribuciones a la metodología de análisis y diseño de convertidores de potencia de

estado sólido". En 1991 el doctor Rashid recibió el Outstanding Engineer Award del Institute of Electrical and Electronics Engineers; en 2002 recibió el Educational Activity Award (EAA), Meritorious Achievement Award in Continuing Education del IEEE con mención honorífica "Por contribuciones al diseño y suministro de educación continua en electrónica de potencia y simulación asistida por computadora". Asimismo, en 2008, el Undergraduate Teaching Award del IEEE con mención honorífica "Por su distinguido liderazgo y dedicación en la evaluación del programa de licenciatura de ingeniería eléctrica, la motivación de los estudiantes y la publicación de libros de texto sobresalientes".

Actualmente el doctor Rashid se desempeña como evaluador del programa ABET de ingeniería eléctrica y computación, y también del programa (general) de ingeniería. Es editor de *Power Electronics and Applications* y *Nanotechnology and Applications* de CRC Press. Funge como consejero editorial de *Electric Power and Energy* con Elsevier Publishing. Dicta conferencias y conduce talleres de trabajo en Educación Basada en Resultados (OBE, por sus siglas en inglés) y sus implementaciones incluyen evaluaciones. Es conferencista distinguido de la Education Society del IEEE y orador regional (anteriormente Conferencista Distinguido) de la Industrial Applications Society del IEEE. También es autor del libro *Process of Outcome-Based Education-Implementation*, *Assessment and Evaluations.*

CAPÍTULO 1

Introducción

Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:

- Describir qué es la electrónica de potencia.
- Enumerar las aplicaciones de la electrónica de potencia.
- Describir la evolución de la electrónica de potencia.
- Enumerar los tipos principales de convertidores de potencia.
- Enumerar las partes principales del equipo electrónico de potencia.
- Enumerar las características ideales de dispositivos de conmutación de potencia.
- Enumerar las características y especificaciones de dispositivos de conmutación de potencia prácticos.
- Enumerar los tipos de dispositivos semiconductores de potencia.
- Describir las características de control de dispositivos semiconductores de potencia.
- Enumerar los tipos de módulos de potencia y los elementos de módulos inteligentes.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
f_s, T_s	Frecuencia y periodo de una forma de onda, respectivamente
I_{RMS}	Valor rms de una señal de onda
I_{dc}, I_{rms}	Componentes de cd y rms de una forma de onda, respectivamente
P_D, P_{ON}, P_{SW}, P_G	Disipación de potencia total, potencia en estado de encendido, potencia de conmutación, potencia de excitación de compuerta, respectivamente
t_d, t_r, t_n, t_s, t_f, t_{o}	Tiempo de retardo, subida, encendido, almacenamiento, caída y apagado de una forma de onda de conmutación
v_{s}, v_{o}	Suministro de entrada de ca instantáneo y voltaje de salida, respectivamente
V_m	Magnitud pico de un voltaje de suministro de ca senoidal
V_s	Voltaje de suministro de cd
v_{g}, V_G	Señal instantánea y señal cd de excitación de base/compuerta de un dispositivo, respectivamente
v_G, v_{GS}, v_B	Voltajes instantáneos de excitación de compuerta, compuerta-fuente y base de dispositivos de potencia, respectivamente
δ	Ciclo de trabajo de una señal pulsante

1.1 APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La demanda de control de la potencia eléctrica para sistemas de excitación de motores eléctricos y de controles industriales existió durante muchos años, y esto condujo al temprano desarrollo del sistema Ward-Leonard para obtener un voltaje variable de cd para el control de excitadores de motores de cd. La electrónica de potencia ha revolucionado el concepto de control de potencia para la conversión de la potencia y para el control de excitadores de motores eléctricos.

La electrónica de potencia combina potencia, electrónica y control. El control se ocupa del estado estable y las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La potencia se ocupa del equipo de potencia estático y rotatorio para la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos de estado sólido y circuitos para procesar señales y así cumplir con los objetivos de control deseados. La *electrónica de potencia* se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y conversión de la potencia eléctrica. Hay más de una forma de definir la electrónica de potencia. También se podría definir como el arte de convertir energía eléctrica de una forma a otra, de manera eficiente, limpia, compacta y robusta a fin de utilizarla para satisfacer las necesidades deseadas. En la figura 1.1 se muestra la interrelación de la electrónica de potencia con la potencia, la electrónica y el control. La flecha apunta en la dirección del flujo de corriente del ánodo (A) al cátodo (K). Se puede encender y apagar con una señal dirigida hacia la terminal compuerta (G). Por lo común, sin señal de compuerta permanece apagada, se comporta como un circuito abierto y soporta un voltaje a través de las terminales A y K.

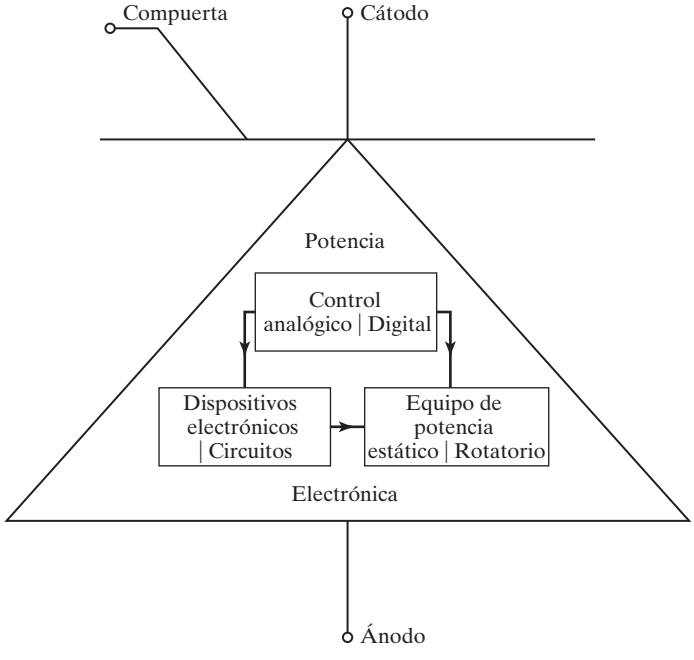


FIGURA 1.1

Relación entre electrónica de potencia y potencia, electrónica y control.

La electrónica de potencia se basa principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. Con el desarrollo de la tecnología de semiconductores de potencia, las capacidades de manejo de potencia y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado enormemente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores y la microcomputadora tiene un gran impacto en el control y síntesis de la estrategia de control de los dispositivos semiconductores de potencia. El moderno equipo de electrónica de potencia utiliza (1) semiconductores de potencia que se pueden considerar como el músculo, y (2) elementos microelectrónicos que tienen la potencia y la inteligencia de un cerebro.

La electrónica de potencia ya se fincó un importante lugar en la tecnología moderna y ahora se utiliza en una gran variedad de productos de alta potencia, como controles de calentamiento, controles de iluminación, controles de motores, artículos de potencia, sistemas de propulsión de vehículos, y sistemas de corriente directa y alto voltaje (HVDC). Es difícil imaginar los límites de transmisiones de ca flexibles (FACTs) para las aplicaciones de la electrónica de potencia, en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de dispositivos de potencia y microprocesadores (*chips*). La tabla 1.1 muestra algunas aplicaciones de la electrónica de potencia [3].

TABLA 1.1 Algunas aplicaciones de la electrónica de potencia

Abrepuertas de cochera	Contactores de estado sólido
Abrepuertas eléctricos	Controles de calefacción
Aceleradores de partículas	Controles de horno
Acerías	Controles de motor
Aire acondicionado	Controles de motor de inducción lineal
Alarmas	Controles de señales de tráfico
Alarmas contra robo	Controles de temperatura
Amplificadores de audio	Charolas de calentamiento de alimentos
Amplificadores de radiofrecuencia	Deflexiones de TV
Arranque de máquinas síncronas	Destelladores
Arranque de turbina de gas	Destelladores luminosos
Artículos de potencia	Electrodomésticos
Artículos de potencia aeronáuticos	Electroimanes
Artículos de potencia espaciales	Elevadores
Artículos de potencia ininterrumpida	Encendido electrónico
Artículos de potencia láser	Energía renovable incluida la transmisión, distribución y almacenamiento
Artículos de potencia para radar/sonar	Excitadores de generador
Artículos de potencia solar	Excitadores de motor
Artículos fotográficos	Fábricas de papel
Aspiradoras	Fibras sintéticas
Atenuadores	Fonógrafos
Atenuadores de luz	Fotocopias
Balastos para lámparas de arco de mercurio	Galvanoplastia electromecánica
Bandas transportadoras	Generadores ultrasónicos
Bombas y compresores	Grabaciones magnéticas
Calentadores	Grúas y malacates
Calentamiento por inducción	Herramientas manuales de potencia
Cargador de baterías	Hornos
CD de alto voltaje (HVDC)	Hornos de cemento
Circuitos de televisión	Iluminación de alta frecuencia
Cobertores eléctricos	Imanes
Compensación reactiva volt-ampere (VAR)	Imprentas
Computadoras	

(*continúa*)

TABLA 1.1 (*continuación*)

Interruptores de circuito estáticos	Reguladores
Juegos	Reguladores de voltaje
Juguetes	Relevadores de enganche
Lavadoras	Relevadores de estado sólido
Locomotoras	Relevadores estáticos
Máquinas de coser	Resistencia para estufa eléctrica
Máquinas expendedoras	Secadoras de ropa
Máquinas herramienta	Secadoras eléctricas
Mezcladoras	Servo sistemas
Minería	Sistemas de seguridad
Modelos de trenes	Soldadoras
Molinillos	Sopladores
Montacargas	Temporizadores
Pantallas	Transmisores de muy baja frecuencia (VLF)
Perforación de pozos de petróleo	Transportadores de personas
Precipitadores electrostáticos	Transporte público
Procesadores de alimentos	Trenes
Procesamiento químico	Varilla de control de reactor nuclear
Proyectores de cine	Vehículos eléctricos
Publicidad	Ventiladores
Refrigeradores	Ventiladores eléctricos

Fuente: Ref. 3.

1.2 HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La historia de la electrónica de potencia comenzó con la introducción del rectificador de arco de mercurio en 1900. Luego le siguieron el rectificador de tanque de metal, el rectificador de tubo de vacío controlado por rejilla, el ignitrón, el fanotrón y el tiratrón, los cuales se introdujeron gradualmente. Estos dispositivos se utilizaron en el control de potencia hasta la década de 1950.

La primera revolución electrónica se inició en 1948 con la invención del transistor de silicio por Bardeen, Brattain y Schokley en Bell Telephone Laboratories. La mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas de la actualidad tuvieron su origen en ese invento. Con el tiempo, la microelectrónica moderna evolucionó a partir de los semiconductores de silicio. El siguiente paso importante, en 1956, también ocurrió en Bell Laboratories; fue el invento del transistor de disparo *PNPN*, el cual se definió como un tiristor o rectificador controlado por silicio (SCR).

La segunda revolución electrónica comenzó en 1958 con el desarrollo del tiristor comercial de General Electric Company. Ese fue el principio de una nueva era de la electrónica de potencia. Desde entonces se han introducido muchos tipos diferentes de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión. La revolución microelectrónica nos permitió procesar una enorme cantidad de información a una increíble velocidad; la revolución de la electrónica de potencia nos permite conformar y controlar grandes cantidades de potencia con una eficiencia cada vez mayor. Gracias a la unión de la electrónica de potencia, el músculo, con la microelectrónica, el cerebro, ahora están emergiendo muchas aplicaciones potenciales de la electrónica de potencia y esta tendencia continuará. En los próximos 30 años la electrónica de potencia conformará y acondicionará la electricidad en alguna parte de la red de transmisión entre su generación y todos sus usuarios. La revolución de la electrónica de potencia ha cobrado impulso desde finales de la década de 1980 y principios de la de 1990[1]. La figura 1.2 muestra una cronología de la electrónica de potencia.



FIGURA 1.2

Historia de la electrónica de potencia. (Cortesía del Tennessee Center for Research and Development, centro afiliado, University of Tennessee).

Ante la creciente demanda de energía en todo el mundo, se vislumbra una nueva era de energía renovable. La electrónica de potencia es una parte integral de la energía renovable para su transmisión, distribución y almacenamiento. La investigación y producción de automóviles de bajo consumo de combustible también conducirán a más aplicaciones y al desarrollo de la electrónica de potencia.

A través del tiempo ha habido un gran incremento en la elaboración de dispositivos semiconductores de potencia [6]. Sin embargo, los dispositivos a base de silicio ya casi llegan a sus límites. Debido a la investigación y desarrollo durante los últimos años, la electrónica de potencia de carburo de silicio (SiC) ha pasado de ser una promisoria tecnología del futuro para convertirse en una potente alternativa de la tecnología de silicio (Si) de punta en aplicaciones de alta eficiencia, alta frecuencia y alta temperatura. La electrónica de potencia a base de SiC (carburo de silicio para fabricar elementos de electrónica de potencia) permite un voltaje más alto, menores caídas de voltaje, temperaturas máximas más altas, y conductividades térmicas más altas. Los fabricantes son capaces de desarrollar y procesar transistores de alta calidad a costos que permiten introducir nuevos productos en áreas de aplicación donde los beneficios de la tecnología del SiC permiten ventajas significativas en el sistema [11].

Ha empezado una nueva era en la electrónica de potencia [12]. Es el comienzo de la tercera revolución de la electrónica de potencia en el ámbito del procesamiento de energía renovable y ahorros de energía en todo el mundo. Se espera que dure otros 30 años.

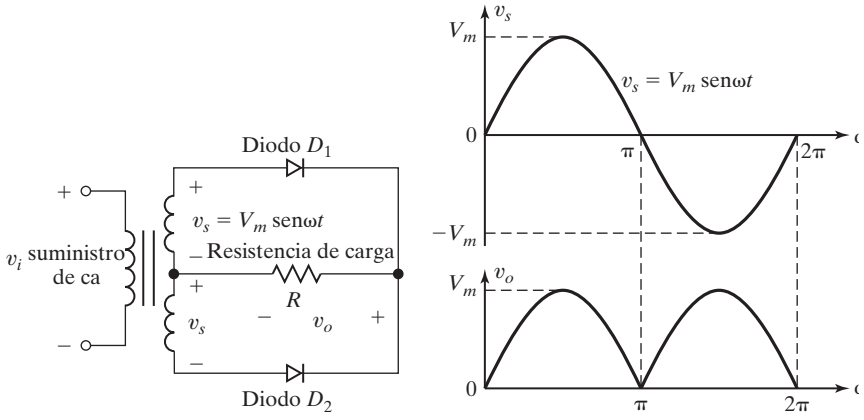
1.3 TIPOS DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Para control o acondicionamiento de la energía eléctrica se requiere convertirla de una forma a otra, y las características de conmutación de los dispositivos de potencia permiten tal conversión. Los convertidores estáticos de potencia realizan estas funciones de conversiones de potencia. Un convertidor se puede considerar como una matriz de conmutación en la cual uno o más conmutadores se conectan a la fuente de potencia para obtener el voltaje o corriente de salida deseados. Los circuitos electrónicos de potencia se clasifican en seis tipos:

1. Diodos rectificadores
2. Convertidores cd-ca (recortadores de cd)
3. Convertidores cd-ca (inversores)
4. Convertidores ca-cd (rectificadores controlados)
5. Convertidores ca-ca (controladores de voltaje de ca)
6. Conmutadores estáticos

En los siguientes convertidores se utilizan dispositivos de conmutación sólo para ilustrar los principios básicos. La acción de conmutación de un convertidor puede ser realizada por más de un dispositivo. La elección de un dispositivo particular depende de los requerimientos de voltaje, corriente y velocidad del convertidor.

Diodos rectificadores. Un circuito rectificador a base de diodos convierte voltaje de ca en un voltaje fijo de cd (figura 1.3). Un diodo conduce cuando su voltaje del ánodo es más alto que el voltaje del cátodo, y ofrece una caída de voltaje muy pequeña, idealmente un voltaje cero, pero que suele ser de 0.7 V. Un diodo se comporta como un circuito abierto cuando su voltaje de cátodo es más alto que el voltaje de ánodo, y ofrece una resistencia muy alta, idealmente infinita, pero que típicamente es de 10 kΩ. El voltaje de salida es una cd pulsante pero se distorsiona y contiene armónicos. El voltaje de salida promedio se calcula como $v_{o(\text{PROM})} = 2\,V_m/\pi$. El voltaje de entrada v_i al rectificador puede ser monofásico o trifásico.

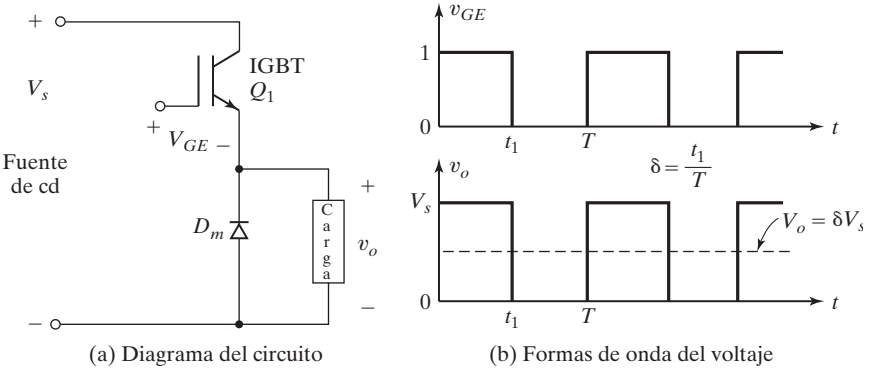


(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda de voltaje

FIGURA 1.3

Rectificación monofásica a base de diodos.

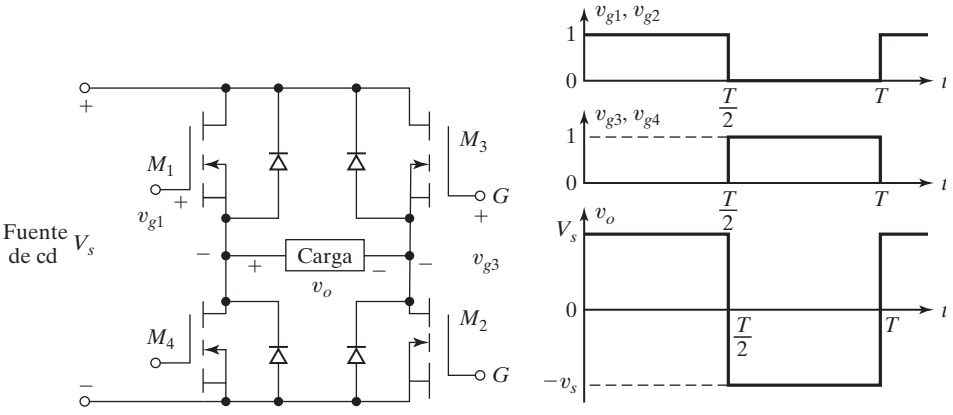
Convertidores cd-cd. Un convertidor cd-cd también se conoce como *recortador* o *regulador de conmutación*; en la figura 1.4 se muestra un recortador de transistor. Al encender el transistor Q_1 con la aplicación de un voltaje de compuerta V_{GE}, la fuente de cd se conecta a la carga y el voltaje instantáneo de salida es $v_o = +V_s$. Cuando el transistor Q_1 se apaga al retirar el voltaje de compuerta V_{GE}, la fuente se desconecta de la carga y el voltaje instantáneo de salida es $v_o = 0$. El voltaje de salida promedio se vuelve $V_{o(PROM)} = t_1/V_s/T = \delta V_s$. Por consiguiente, se puede hacer que el voltaje de salida promedio varíe controlando el ciclo de trabajo. El voltaje de salida promedio v_o se controla variando el tiempo de conducción t, del transistor Q_1. Si T es el periodo de recorte, entonces $t_1 = \delta T$, donde δ es el *ciclo de trabajo* del recortador.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda del voltaje

FIGURA 1.4

Convertidor cd-cd



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda del voltaje

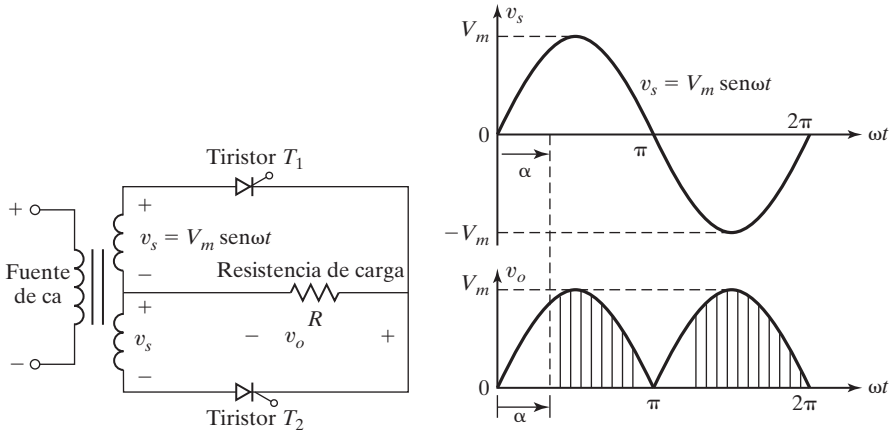
FIGURA 1.5

Convertidor cd-ca monofásico.

Convertidores cd-ca. Un convertidor cd-ca también se conoce como *inversor*. En la figura 1.5 se muestra un inversor de transistor monofásico. Cuando los MOSFET M_1 y M_2 se encienden al aplicar voltajes de compuerta, el voltaje de la fuente V_s aparece a través de la carga y el voltaje instantáneo de salida es $v_o = +V_s$. Asimismo, cuando los MOSFET M_3 y M_4 se encienden al aplicar voltajes de compuerta, el voltaje de la fuente de cd V_s aparece a través de la carga en la dirección opuesta. Es decir, el voltaje instantáneo de salida es $v_o = -V_s$. Si los transistores M_1 y M_2 conducen durante una mitad de un periodo y M_3 y M_4 conducen durante la otra mitad, el voltaje de salida es alterno. El valor rms del voltaje de salida se vuelve $V_{o(\text{rms})} = V_S$. Sin embargo, el voltaje de salida contiene armónicos, los cuales se podrían filtrar antes de alimentar la carga.

Convertidores ca-cd. En la figura 1.6 se muestra un convertidor monofásico con dos tiristores naturales conmutados. Por lo común, un tiristor permanece apagado y se puede encender aplicándole un pulso de compuerta de aproximadamente 10 V con una duración de 100 μs. Cuando el tiristor T_1 se enciende con un ángulo de retraso de $\omega t = \alpha$, el voltaje de la fuente aparece a través de la carga y el tiristor T_1 se apaga automáticamente al reducirse su corriente a cero en el instante $\omega t = \pi$. Cuando el tiristor T_2 se enciende con un ángulo de retraso de $\omega t = \pi + \alpha$, la parte negativa del voltaje de alimentación aparece a través de la carga en la dirección positiva y el tiristor T_2 se apaga automáticamente cuando su corriente ***llega a cero o se anula*** en el instante $\omega t = 2\pi$. El voltaje de salida promedio se calcula mediante $V_{o(\text{PROM})} = (1 + \cos\alpha)V_m/\pi$. Con un ángulo de retraso de $\alpha = 0$, este convertidor funciona como si fuera un rectificador de diodos, como se muestra en la figura 1.3. El valor promedio del voltaje de salida v_o se puede controlar variando el tiempo de conducción de los tiristores o el ángulo de retraso de disparo, α. La entrada o alimentación puede ser una fuente monofásica o trifásica. Estos convertidores también se conocen como *rectificadores controlados*.

Convertidores ca-ca. Estos convertidores se utilizan para obtener una fuente de voltaje variable v_o a partir de una fuente de ca fija; la figura 1.7 muestra un convertidor monofásico con un TRIAC. Un TRIAC permite que la corriente fluya en ambas direcciones y se puede encender aplicando voltaje positivo a la compuerta en el instante $\omega t = \alpha$ para que una corriente



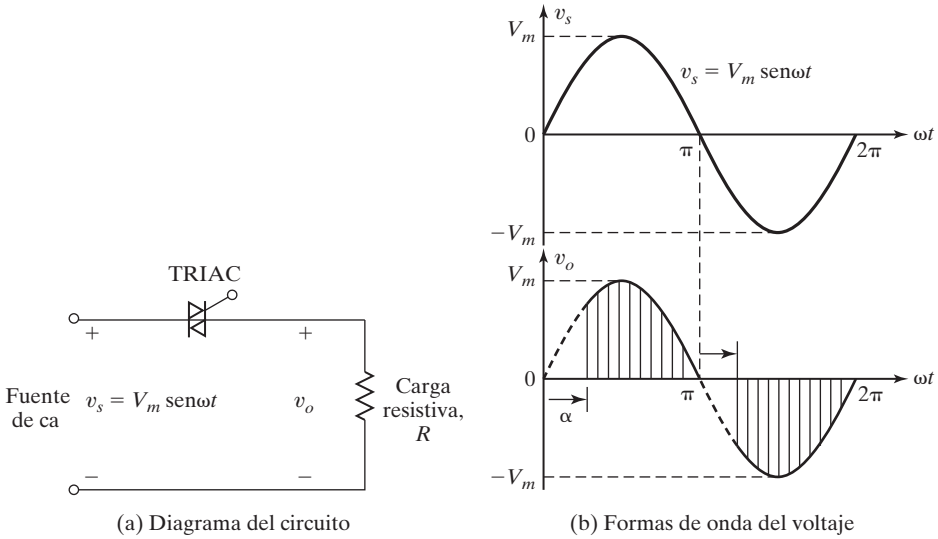
(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda del voltaje

FIGURA 1.6

Convertidor ca-cd monofásico.

fluya en la dirección positiva, y también en el instante $\omega t = \pi + \alpha$ para que una corriente fluya en la dirección negativa. El voltaje de salida se controla variando el tiempo de conducción del TRIAC o el ángulo de retraso de disparo, α. Estos tipos de convertidores también se conocen como *controladores de voltaje de ca*.

Conmutadores estáticos. Como los dispositivos de potencia se pueden operar como conmutadores estáticos o contactores, su alimentación puede ser de ca o de cd y se conocen como *conmutadores estáticos de ca* o *conmutadores de cd*.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda del voltaje

FIGURA 1.7

Convertidor ca-ca monofásico.

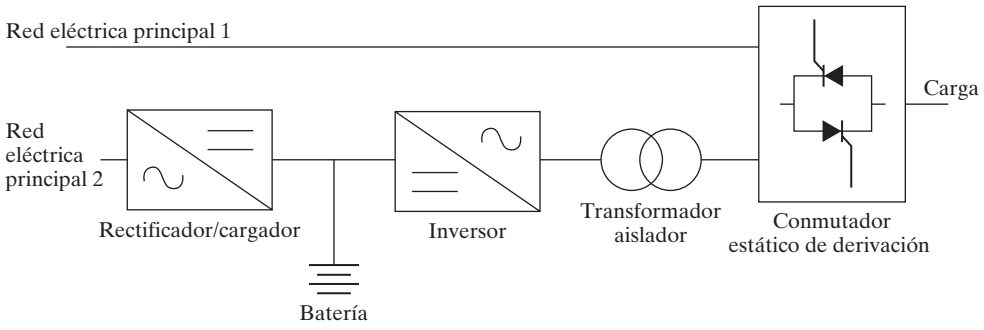


FIGURA 1.8

Diagrama de bloques de una fuente de alimentación ininterrumpible (UPS).

A menudo se conectan en cascada varias etapas de conversión para producir la salida deseada, como se muestra en la figura 1.8. La red eléctrica principal 1 proporciona la alimentación de ca normal a la carga a través de la derivación estática. El convertidor ca-cd carga la batería de emergencia de la red eléctrica principal 2. El convertidor cd-ca suministra la potencia de emergencia a la carga a través de un transformador aislador. Normalmente las redes eléctricas principales 1 y 2 se conectan a la misma fuente de ca.

Las figuras 1.3 a 1.7 ilustran los conceptos básicos de diferentes tipos de conversión. El voltaje de entrada a un circuito rectificador podría ser monofásico o trifásico. Asimismo, un inversor puede producir un voltaje de salida de ca monofásico o trifásico. Por consiguiente, un convertidor podría ser monofásico o trifásico.

La tabla 1.2 resume los tipos de conversión, sus funciones y sus símbolos [9]. Estos convertidores son capaces de convertir energía de una forma a otra y hallar nuevas aplicaciones, como se ilustra en la figura 1.9, para transformar la energía de una pista de baile en una forma útil [10].

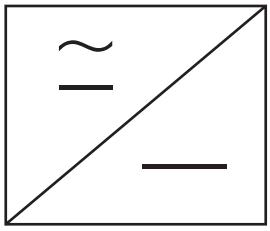
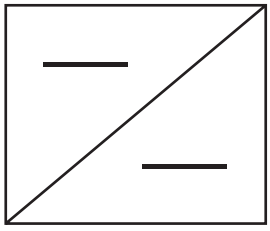
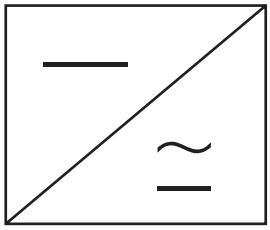
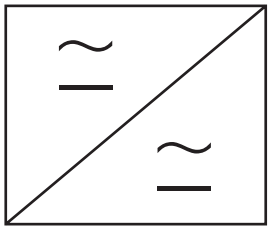
1.4 DISEÑO DE EQUIPO ELECTRÓNICO DE POTENCIA

El diseño de un equipo electrónico de potencia puede constar de cuatro partes:

1. Diseño de circuitos de potencia
2. Protección de dispositivos de potencia
3. Determinación de la estrategia de control
4. Diseño de circuitos lógicos y de compuerta

En los siguientes capítulos se describen y analizan varios tipos de circuitos electrónicos de potencia. En el análisis se supone que los dispositivos de potencia son conmutadores ideales a menos que se diga lo contrario; se omiten los efectos de inductancia parásita de circuito, las resistencias de circuito y la inductancia de fuente. Los dispositivos de potencia y circuitos prácticos se apartan de estas condiciones ideales y sus diseños también se ven afectados. No obstante, en la primera etapa del diseño el análisis simplificado de un circuito es muy útil para entender cómo funciona el circuito y establecer las características y la estrategia de control.

TABLA 1.2 Tipos de conversión y símbolos

Conversión de/a	Nombre del convertidor	Función del convertidor	Símbolo del convertidor
Ca a cd	Rectificador	Ca para corriente unipolar (cd)	
Cd a cd	Recortador	Cd constante a cd variable o cd variable a cd constante	
Cd a ca	Inversor	Cd a ca de voltaje y frecuencia de salida deseados	
Ca a ca	Controlador de voltaje de ca, cicloconvertidor, convertidor matricial	Ca de frecuencia y/o magnitud deseada a partir general mente de una ca de línea de alimentación	

Antes de construir un prototipo el diseñador debe investigar los efectos de los parámetros del circuito (y las imperfecciones de los dispositivos) e inclusive modificar el diseño si fuera necesario. Sólo hasta que el prototipo esté construido y se haya probado, el diseñador puede confiar en la validez del diseño y estimar con más certeza algunos de los parámetros del circuito (por ejemplo, inductancia parásita).

1.5 DETERMINACIÓN DE VALORES DE LA MEDIA CUADRÁTICA DE FORMAS DE ONDA

Para determinar con precisión las pérdidas por conducción en un dispositivo y las capacidades de corriente del dispositivo y componentes, se deben conocer el valor rms de la corriente. Con formas de onda de la corriente raras como sinusoides o rectángulos simples, y esto puede

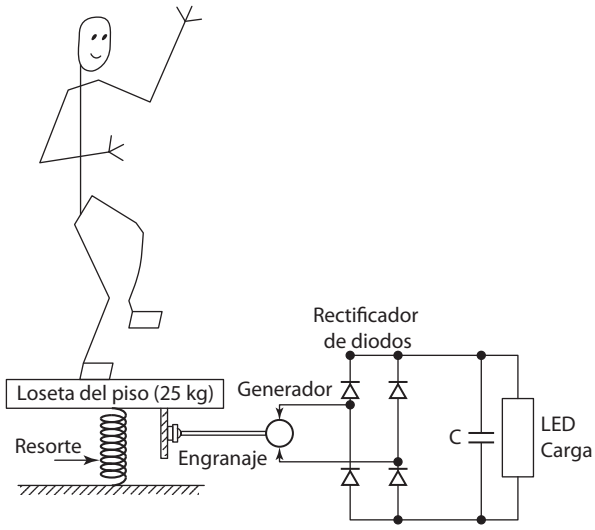


FIGURA 1.9

Modelo equivalente de una pista de baile para generación de energía. *Fuente:* Ref. 10.

acarrear problemas al determinar los valores rms. El valor rms de una onda $i(t)$ se calcula como

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt} \tag{1.1}$$

donde T es el periodo. Si una onda se puede dividir en armónicos cuyos valores rms se pueden calcular individualmente, los valores rms de la forma de onda se pueden aproximar de manera satisfactoria combinando los valores rms de los armónicos. Es decir, el valor rms de la forma de onda se calcula como sigue

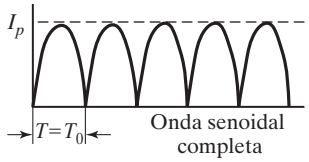
$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_{\text{cd}}^2 + I_{\text{rms}(1)}^2 + I_{\text{rms}(2)}^2 + \cdots + I_{\text{rms}(n)}^2} \tag{1.2}$$

donde I_{cd} = al componente de cd. $I_{\text{rms}(1)}$ e $I_{\text{rms}(n)}$ son los valores rms de los componentes básico y n-ésimo, respectivamente.

La figura 1.10 muestra los valores rms de diferentes formas de onda que comúnmente se encuentran en la electrónica de potencia.

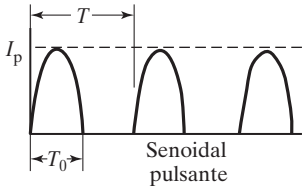
1.6 EFECTOS PERIFÉRICOS

El funcionamiento de los convertidores de potencia se basa principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia; en consecuencia, los convertidores provocan armónicos de corriente y voltaje en el sistema de alimentación y en la salida de los convertidores. Los convertidores suelen ocasionar problemas de distorsión del voltaje de salida, generación de armónicos en el sistema de alimentación e interferencia con los circuitos de comunicación y señalización. Lo que normalmente se requiere es colocar filtros en la entrada y salida de un sistema convertidor para reducir el nivel de armónicos a una magnitud aceptable. La figura 1.11 muestra el diagrama de bloques de un convertidor de potencia generalizado. La aplicación de electrónica de potencia para proporcionar las cargas electrónicas sensitivas plantea un reto sobre los aspectos de calidad de la potencia y crea problemas e inquietudes que los investigadores deben resolver. Las cantidades de entrada y salida de los convertidores pueden ser de ca o de cd. Factores como distorsión



$$I_{\text{rms}} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

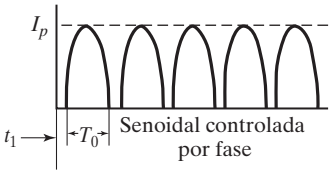
(a)



$$I_{\text{rms}} = I_p\sqrt{\frac{k}{2}}$$

$$k = \frac{T_0}{T}$$

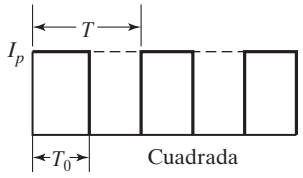
(b)



$$I_{\text{rms}} = I_p\left[\frac{k}{2} + \frac{\text{sen } T_0(1-k)\cos\pi\,(1-k)}{2\pi}\right]^{1/2}$$

$$k = 1 - \frac{t_1}{T}$$

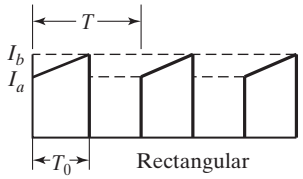
(c)



$$I_{\text{rms}} = I_p\sqrt{k}$$

$$k = \frac{T_0}{T}$$

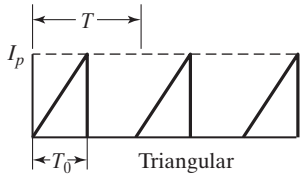
(d)



$$I_{\text{rms}} = \left[k(I_b^2 + I_a I_b + I_a^2)/3\right]^{1/2}$$

$$k = \frac{T_0}{T}$$

(e)



$$I_{\text{rms}} = I_p\sqrt{\frac{k}{3}}$$

$$k = \frac{T_0}{T}$$

(f)

FIGURA 1.10

Valores rms de formas de onda que se suelen encontrar.

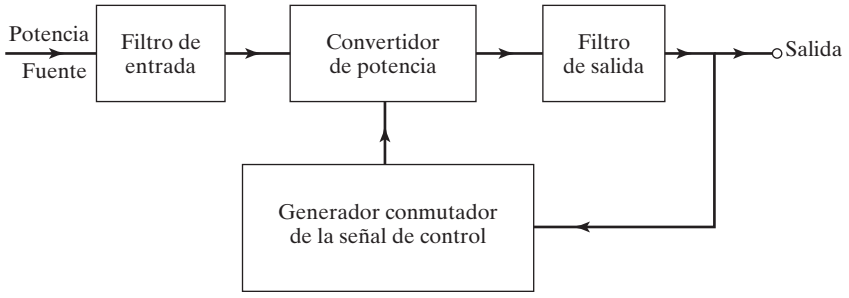


FIGURA 1.11

Sistema convertidor de potencia generalizado.

armónica total (THD), factor de desplazamiento (DF) y factor de potencia de entrada (IPF), son medidas de la calidad de una forma de onda. Para determinar tales factores se requiere hallar el contenido armónico de las formas de onda. La evaluación del desempeño de un convertidor, sus voltajes y corrientes de entrada y salida, se expresan en una serie de Fourier. La calidad de un convertidor de potencia se juzga por la calidad de sus formas de onda de voltaje y de corriente.

La estrategia de control para los convertidores de potencia desempeña una parte importante en la generación de armónicos y la distorsión de la onda de salida, y se puede diseñar para minimizar o reducir estos problemas. Los convertidores de potencia pueden provocar interferencia de radiofrecuencia debido a la radiación electromagnética, además se pueden generar señales de error en los circuitos de compuerta. Esta interferencia se puede evitar mediante *blindaje conectado a tierra*.

Cómo se muestra en la figura 1.11, la potencia fluye de la fuente a la salida. Las formas de onda en diferentes puntos terminales podrían ser diferentes a medida que se procesen en cada etapa. Hay que tener presente que existen dos tipos de formas de onda: una al nivel de potencia y otra producida por la señal de bajo nivel, generadas por la conmutación o por el generador de control de compuerta. Estos dos niveles de voltaje deben aislarse uno de otro de modo que no interfieran entre sí.

La figura 1.12 muestra el diagrama de bloques de un convertidor de potencia típico que incluye aislamientos, retroalimentación y señales de referencia [9]. La electrónica de potencia es una materia interdisciplinaria, y el diseño de un convertidor de potencia necesita tener en cuenta lo siguiente:

- Dispositivos semiconductores de potencia con sus características físicas, requerimientos de excitación y su protección para la utilización óptima de sus capacidades.
- Topologías de convertidor de potencia para obtener la salida deseada.
- Estrategias de *control* de los convertidores para obtener la salida deseada.
- Microelectrónica analógica y microelectrónica digital para implementar las estrategias de control.
- Elementos de energía capacitivos y magnéticos para almacenar y filtrar la energía.
- Modelado de dispositivos de carga eléctrica rotatorios y estáticos.
- Garantía de la calidad de las formas de onda generadas y un alto factor de potencia.
- Minimización de la interferencia de radiofrecuencia y electromagnética (EMI).
- Optimización de los costos, pesos y eficiencia de la energía.

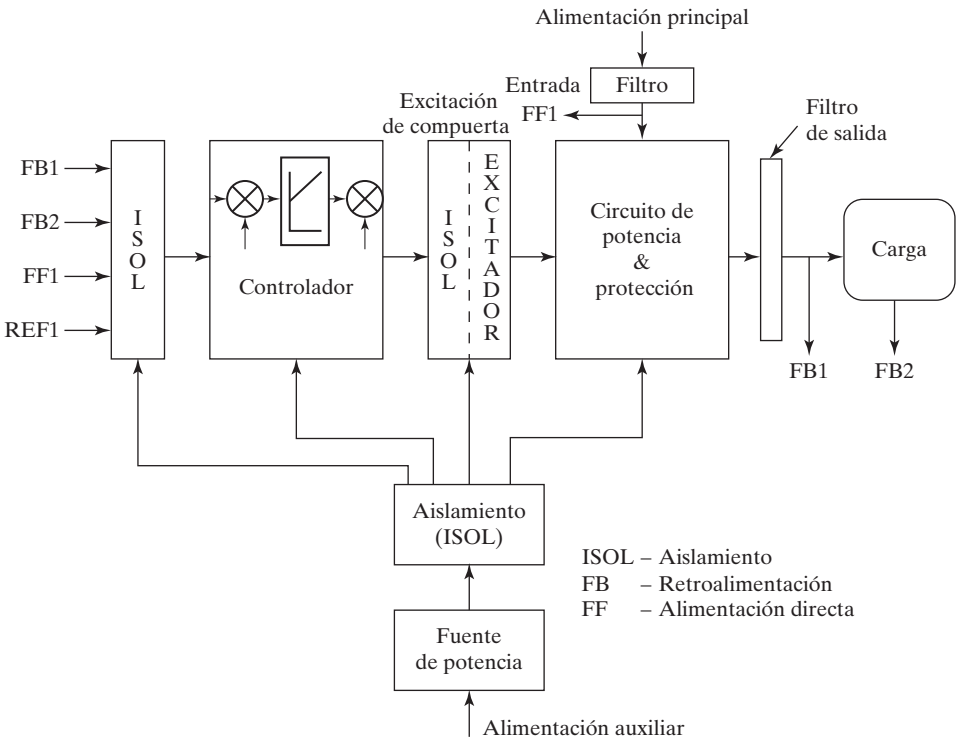


FIGURA 1.12

Diagrama de bloques de un convertidor típico de electrónica de potencia. *Fuente*: Ref. 9.

1.7 CARACTERÍSTICAS Y ESPECIFICACIONES DE CONMUTADORES

Hay muchos tipos de dispositivos de conmutación de potencia. Sin embargo, cada uno tiene sus ventajas y desventajas y es adecuado para aplicaciones específicas. La motivación detrás del desarrollo de cualquier dispositivo nuevo es lograr las características de un "súper dispositivo". Por consiguiente, las características de cualquier dispositivo real se pueden comparar y evaluar en relación con las características ideales de un súper dispositivo.

1.7.1 Características ideales

Las características de un conmutador ideal son:

1. Cuando el conmutador esté encendido, debe tener (a) la capacidad de conducir una alta corriente directa I_F, que tienda a infinito; (b) una baja caída de voltaje directo V_{ON}, que tienda a cero, y (c) una baja resistencia R_{ON}, que tienda a cero. Una baja resistencia R_{ON} provoca una baja pérdida de potencia P_{ON} en estado de encendido. Normalmente se hace referencia a estos símbolos en condiciones de estado estable de cd.
2. En estado de apagado, el conmutador debe tener (a) la capacidad de soportar un alto voltaje directo o inverso, V_{FR}, que tienda a infinito; (b) una baja corriente de fuga I_{OFF}, que tienda a cero, y (c) una alta resistencia R_{OFF} que tienda a infinito. Una alta R_{0FF} provoca

una baja pérdida de potencia P_{OFF}. Normalmente se hace referencia a estos símbolos en condiciones de estado estable de cd.

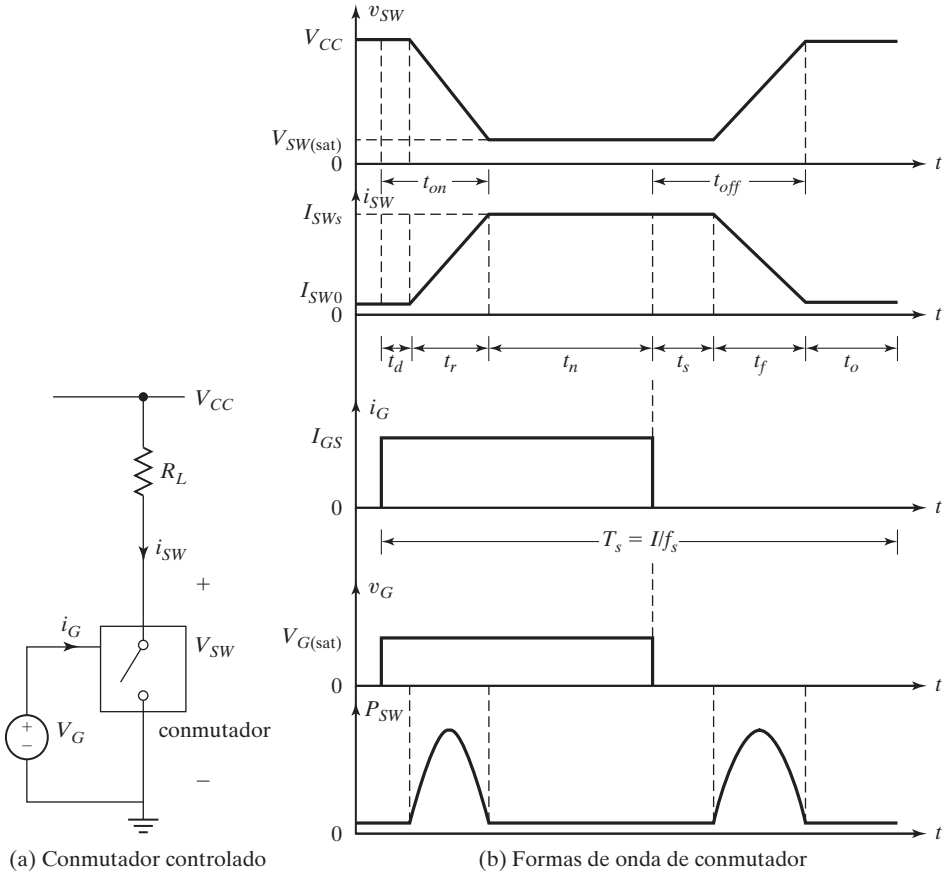
3. Durante el proceso de encendido y apagado debe encenderse y apagarse instantáneamente de modo que el dispositivo se pueda operar a altas frecuencias. Por tanto, debe tener (a) un bajo tiempo de retraso t_d, que tienda a cero; un bajo tiempo de subida t_r, que tienda a cero; (c) un bajo tiempo de almacenamiento t_s, que tienda a cero, y (d) un bajo tiempo de caída t_f, que tienda a cero.
4. Para el encendido y el apagado debe requerir (a) una baja potencia de excitación de compuerta P_G, que tienda a cero; (b) un bajo voltaje de excitación de compuerta V_G, que tienda a cero, y (c) una corriente de excitación de compuerta I_G, que tienda a cero.
5. Tanto el encendido como el apagado deben ser controlables. Por consiguiente, se debe encender con una señal de compuerta (por ejemplo, positiva) y debe apagarse con otra señal de compuerta (por ejemplo, cero o negativa).
6. Para el encendido y el apagado se debe requerir sólo una señal pulsante, es decir, un pequeño pulso con un ancho muy pequeño t_w, que tienda a cero.
7. Debe tener una alta dv/dt, que tienda a infinito. Es decir, el conmutador debe ser capaz de manejar los rápidos cambios del voltaje a través de él.
8. Debe tener una alta di/dt, que tienda a infinito. Es decir, el conmutador debe ser capaz de manejar una rápida subida de la corriente a través de él.
9. Requiere muy baja impedancia térmica de la unión interna al ambiente R_{JA}, que tienda a cero de modo que pueda transmitir fácilmente calor al ambiente.
10. Se necesita la capacidad de soportar cualquier falta de corriente durante largo tiempo; es decir, debe tener un alto valor de i^2t, que tienda a infinito.
11. Se requiere un coeficiente de temperatura negativo en la corriente conducida para que haya un reparto igual de corriente cuando los dispositivos se operen en paralelo.
12. Un bajo precio es una consideración muy importante para el reducido costo del equipo electrónico de potencia.

1.7.2 Características de los dispositivos prácticos

Durante el proceso de encendido y apagado de un dispositivo de conmutación práctico como el que se muestra en la figura 1.13a requiere tiempos de retraso (t_d), de subida (t_r), de almacenamiento (t_s), y de caída (t_f) finitos. Conforme la corriente del dispositivo i_{sw} sube durante el encendido, el voltaje v_{sw} a través del dispositivo cae. Conforme la corriente del dispositivo cae durante el apagado, el voltaje a través del dispositivo sube. En la figura 1.13b se muestran las formas de onda típicas de los voltajes v_{sw} y corrientes i_{sw} del dispositivo. El tiempo de encendido (t_{on}) de un dispositivo es la suma del tiempo de retraso y el tiempo de subida, en tanto que su tiempo de apagado (t_{off}) es la suma del tiempo de almacenamiento y el tiempo de caída. En contraste con un conmutador ideal sin pérdidas, un dispositivo de conmutación práctico disipa parte de energía al conducir y conmutar. La caída de voltaje a través de un dispositivo de potencia que conduce es al menos del orden de 1 V, pero a menudo es más alto, hasta de varios volts. El objetivo de cualquier dispositivo nuevo es mejorar la limitación impuesta por los parámetros de conmutación.

La pérdida de potencia promedio en estado de conducción P_{ON} está dada por

$$P_{ON} = \frac{1}{T_s}\int_0^{t_n} p\,dt \tag{1.3}$$



(a) Conmutador controlado (b) Formas de onda de conmutador

FIGURA 1.13

Formas de onda típicas de voltajes y corrientes de un dispositivo.

donde T_s denota el periodo de conducción y p es la pérdida instantánea de potencia (es decir, el producto de la caída de voltaje v_{sw} a través del conmutador por la corriente conducida i_{sw}). Las pérdidas de potencia se incrementan durante el encendido y apagado del conmutador porque durante la transición de un estado de conducción a otro tanto el voltaje como la corriente tienen valores significativos. La pérdida de potencia resultante por conmutación P_{SW} durante los periodos de encendido y apagado está dada por

$$P_{SW} = f_s\left(\int_0^{t_d} p\,dt + \int_0^{t_r} p dt + \int_0^{t_s} p dt + \int_0^{t_f} p dt\right) \tag{1.4}$$

donde $f_s = 1/T_s$ es la frecuencia de conmutación; t_d, t_r, t_s y t_f son el tiempo de retraso, el tiempo de subida, el tiempo de almacenamiento, y el tiempo de caída, respectivamente. Por consiguiente, la disipación de potencia de un dispositivo de conmutación está dada por:

$$P_D = P_{\text{ON}} + P_{SW} + P_G \tag{1.5}$$

donde P_G es la potencia de excitación o control de compuerta. Las pérdidas de potencia P_{ON} de encendido y las pérdidas de potencia de compuerta P_G durante el proceso de encendido por lo general son bajas comparadas con la pérdida de conmutación P_{SW} durante el tiempo de transición cuando un conmutador está en el proceso de encender o apagar. En la práctica se puede omitir la pérdida de potencia de compuerta P_G al calcular las pérdidas totales de potencia P_G. La cantidad total de pérdida de energía, la cual es el producto de P_D por la frecuencia de conmutación f_s, podría ser una cantidad significativa si el conmutador funcionara a una alta frecuencia en el rango de los kHz.

1.7.3 Especificaciones de un conmutador

Las características de dispositivos semiconductores prácticos difieren de las de un dispositivo ideal. Los fabricantes proporcionan hojas de datos que describen los parámetros del dispositivo y sus valores. Existen muchos parámetros que son importantes para los dispositivos. Los más significativos son:

Valores de voltaje: Voltajes directo e inverso pico repetitivos, y una caída de voltaje directo en estado de encendido.

Valores de corriente: Corrientes promedio, eficaz (rms), pico repetitiva, pico no repetitiva, y de fuga en estado apagado.

Velocidad de conmutación o frecuencia: La transición de un estado totalmente no conductor a un estado totalmente conductor (encendido) y de un estado totalmente conductor a un estado totalmente no conductor (apagado) son parámetros muy importantes. El periodo de conmutación T_s y la frecuencia f_s están dados por

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{t_d + t_r + t_n + t_s + t_f + t_o} \tag{1.6}$$

donde t_o es el tiempo durante el cual el conmutador permanece apagado. La regulación de los tiempos implicados en el proceso de conmutación de un conmutador práctico, como se muestra en la figura 1.13b, limita el periodo de conmutación máximo. Por ejemplo, si $t_d = t_r = t_n = t_s = t_f = t_o = 1$ μs, $T_s = 6$ μs y la frecuencia máxima permitida es $f_{S(\text{máx})} = 1/T_s = 166.67$ kHz.

Valor de di/dt: El dispositivo necesita una cantidad mínima de tiempo antes de que toda su superficie conductora entre en juego para soportar toda la corriente. Si la corriente se eleva con rapidez, el flujo de corriente puede concentrarse en un área determinada y el dispositivo puede dañarse. Normalmente, el valor de *di/dt* de la corriente a través del dispositivo se limita conectando un pequeño inductor en serie con el dispositivo, conocido como *supresor en serie*.

Valor de dv/dt: Un dispositivo semiconductor tiene una capacitancia de unión interna C_j. Si el voltaje a través del conmutador cambia con rapidez durante el encendido, el apagado y también mientras se conecta a la alimentación principal, la corriente inicial, la corriente $C_j dv/dt$ que fluye a través de C_j puede ser muy alta, y el dispositivo se dañaría. El valor de *dv/dt* del voltaje a través del dispositivo se limita conectando un circuito *RC* a través del dispositivo, conocido como *supresor en derivación*, o simplemente circuito *snubber*.

Pérdidas por conmutación: Durante el encendido la corriente directa se eleva antes de que el voltaje directo caiga, y durante el apagado el voltaje directo se eleva antes de que la corriente caiga. La existencia simultánea de voltaje y corriente altos en el dispositivo representa pérdidas de potencia como se muestra en la figura 1.13. Por su repetitividad representan una parte significativa de las pérdidas, y a menudo exceden las pérdidas en estado de conducción.

Requerimientos de excitación de compuerta: El voltaje y la corriente de la excitación o control de compuerta son parámetros importantes para encender y apagar un dispositivo. La potencia de excitación de compuerta y el requerimiento de energía son partes muy importantes de las pérdidas y del costo total del equipo. Con requerimientos de pulsos de corriente grandes y largos para el encendido y apagado, las pérdidas por excitación de compuerta pueden ser significativas en relación con las pérdidas totales, y el costo del circuito de excitación puede ser más alto que el del dispositivo.

Área de operación segura (*SOA*): La cantidad de calor generado en el dispositivo es proporcional a la pérdida de potencia, es decir, el producto del voltaje por la corriente. Para que este producto sea constante $P = vi$ e igual al valor máximo permisible, la corriente debe ser inversamente proporcional al voltaje. Esto da el límite de área de operación segura en los puntos de funcionamiento permisibles de estado estable en las coordenadas voltaje-corriente.

$I^{2}t$ *para fundido:* Este parámetro se requiere para seleccionar el fusible. La I^2t del dispositivo debe ser menor que la del fusible para que el dispositivo esté protegido contra fallas de corriente.

Temperaturas: Por lo general, las temperaturas máximas permisibles en la unión, envoltura y almacenamiento, oscilan entre 150°C y 200°C para la unión y la envoltura, y entre −50°C y 175°C para el almacenamiento.

Resistencia térmica: Resistencia térmica entre la unión y la envoltura, Q_{JC}; resistencia térmica entre envoltura y disipador, Q_{CS}, y resistencia térmica entre disipador y medio ambiente, Q_{SA}. La disipación de potencia se debe eliminar de inmediato de la oblea interna a través del empaque y por último hacia el medio de enfriamiento. El tamaño de los conmutadores semiconductores de potencia es muy pequeño, de no más de 150 mm, y la capacidad térmica de un dispositivo desnudo es muy baja para eliminar con seguridad el calor generado por las pérdidas internas. Por lo general los dispositivos de potencia se montan sobre disipadores de calor. En consecuencia, la eliminación del calor representa un alto costo del equipo.

1.8 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Desde el desarrollo del primer tiristor SCR a fines de 1957, los dispositivos semiconductores de potencia han experimentado enormes avances. Hasta 1970 los tiristores convencionales se utilizaban exclusivamente para controlar potencia en aplicaciones industriales. A partir de ese año se produjeron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia y fueron comercialmente disponibles. La figura 1.14 muestra la clasificación de los semiconductores de potencia, hechos de silicio o de carburo de silicio. Sin embargo, los dispositivos de carburo de silicio están en proceso de desarrollo. Una gran mayoría de dispositivos son de silicio. Estos dispositivos se pueden dividir en general en tres tipos: (1) diodos de potencia; (2) transistores, y (3) tiristores. Y se pueden subdividir aún más, en cinco tipos: (1) diodos de potencia; (2) tiristores; (3) transistores de potencia de unión bipolar (BJTs); (4) transistores de potencia de efecto de campo semiconductores de óxido metálico (MOSFETs), y (5) transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs) y transistores de inducción estática (SITs).

Los primeros dispositivos se fabricaban con silicio y los nuevos se fabrican con carburo de silicio. Los diodos se fabrican con sólo una unión *pn*, los transistores tienen dos uniones *pn*, y los tiristores tienen tres uniones *pn*. A medida que la tecnología avanza y la electrónica de potencia encuentra más aplicaciones, el desarrollo de nuevos dispositivos de potencia con capacidades de más alta temperatura y bajas pérdidas sigue su avance.

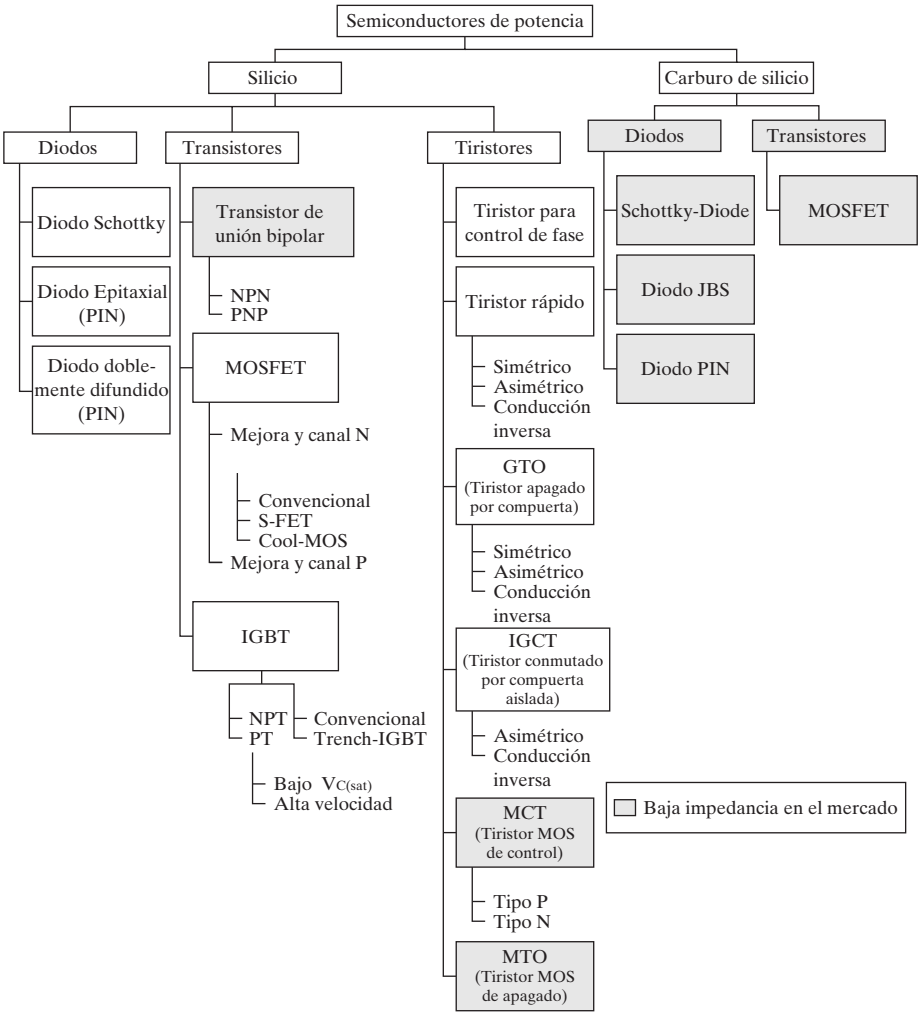


FIGURA 1.14

Clasificación de los semiconductores de potencia. [Ref. 2, S. Bernet].

Los electrones de carburo de silicio requieren casi tres veces más energía para alcanzar la banda de conducción en comparación con el silicio. En consecuencia, los dispositivos a base de SiC soportan voltajes y temperaturas más altos que sus contrapartes de silicio. Un dispositivo a base de SiC puede tener las mismas dimensiones que un dispositivo de silicio pero puede soportar 10 veces el voltaje. Además, un dispositivo de SiC puede tener un espesor de un décimo del de un dispositivo de silicio, pero soporta el mismo valor de voltaje. Estos dispositivos más delgados son más rápidos y ostentan menos resistencia, lo cual significa que se disipa menos energía en forma de calor cuando un diodo o transistor de carburo de silicio conduce electricidad.

La investigación y el desarrollo han llevado a la caracterización de MOSFETs de potencia 4H-SiC para bloquear voltajes hasta de 10 kV a 10 A [13, 14]. Cuando se comparan con el IGBT de Si de 6.5 kV de última generación, el MOSFET de Si de 10.4 kV tiene un mejor desempeño [12]. Se ha reportado un IGBT de canal N de 13.4 kV 4H-SiC con una baja resistencia

en estado encendido y rápida conmutación [14]. Estos IGBT [7, 15] exhiben una fuerte modulación de conductividad en la capa de deriva y una mejora significativa en la resistencia en estado de conducción en comparación con el MOSFET de 10 kV. Se espera que los dispositivos de potencia de SiC evolucionen en los próximos años, lo que conduciría a una nueva era de la electrónica de potencia y aplicaciones.

La figura 1.15 muestra el rango de potencia de semiconductores de potencia comercialmente disponibles. En la tabla 1.3 se muestran los valores de dispositivos semiconductores de potencia también disponibles comercialmente, en los que la resistencia en estado de conducción se puede determinar a partir de la caída de voltaje en estado de conducción del dispositivo a la corriente especificada. La tabla 1.4 muestra los símbolos y las características *v-i* de dispositivos semiconductores de potencia de uso común. Los semiconductores de potencia caen dentro de uno de los tres tipos: diodos, tiristores y transistores. Un diodo que conduce ofrece una muy pequeña resistencia cuando su voltaje de ánodo es más alto que el voltaje de cátodo, y una corriente fluye a través del diodo. Por lo común, un tiristor se pone en estado de conducción al aplicarle un pulso de corta duración, típicamente de 100 mμ. Un tiristor ofrece una baja resistencia en el estado de conducción en tanto que en el estado de bloqueo se comporta como un circuito abierto y ofrece una resistencia muy alta.

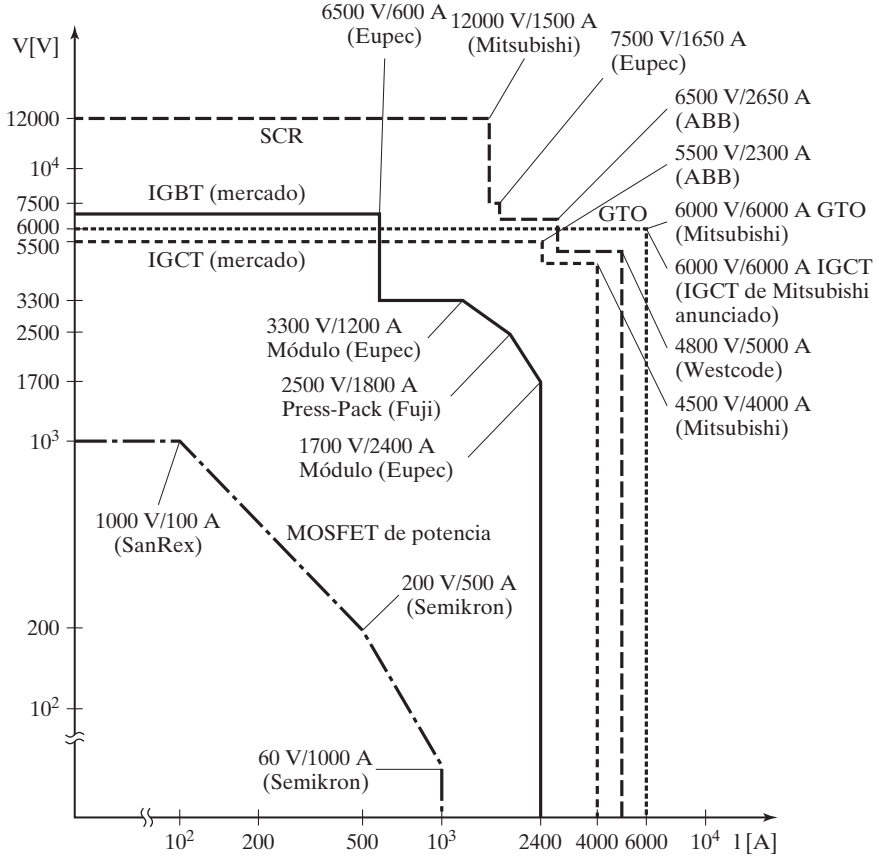


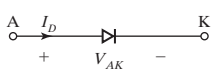
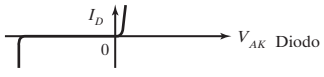
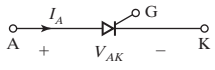
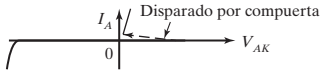
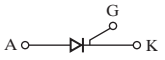
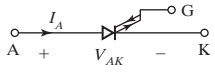
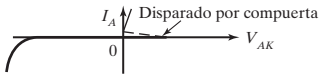
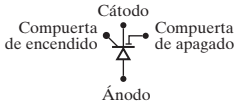
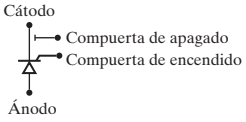
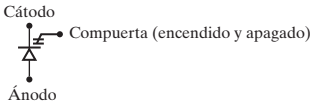
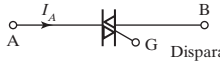
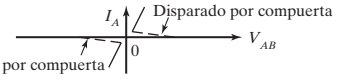
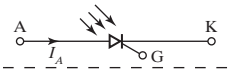
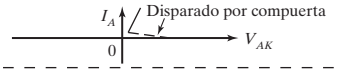
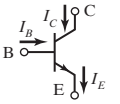
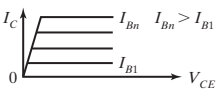
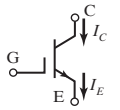
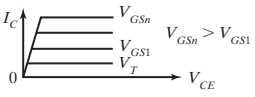
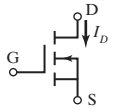
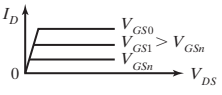
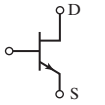
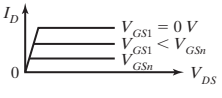
FIGURA 1.15

Rangos de potencia de semiconductores de potencia comercialmente disponibles. [Ref. 2, S. Bernet].

TABLA 1.3 Valores de dispositivos semiconductores de potencia

Tipo de dispositivo	Dispositivos		Valor de voltaje/ corriente	Frecuencia superior (Hz)	Tiempo de conmutación (μs)	Resistencia en conducción (Ω)
Diodos de potencia	Diodos de potencia	Uso general	4000 V/4500 A	1 k	50–100	0.32 m
			6000 V/3500 A	1 k	50–100	0.6 m
			600 V/9570 A	1 k	50–100	0.1 m
			2800 V/1700 A	20 k	5–10	0.4 m
		Alta velocidad	4500 V/1950 A	20 k	5–10	1.2 m
			6000 V/1100 A	20 k	5–10	1.96 m
			600 V/17 A	30 k	0.2	0.14
		Schottky	150 V/80 A	30 k	0.2	8.63 m
Transistores de potencia	Transistores bipolares	Sencillos	400 V/250 A	25 k	9	4 m
			400 V/40 A	30 k	6	31 m
			630 V/50 A	35 k	2	15 m
		Darlington	1200 V/400 A	20 k	30	10 m
	MOSFETs	Sencillos	800 V/7.5 A	100 k	1.6	1
	COOLMOS	Sencillos	800 V/7.8 A	125 k	2	1.2 m
			600 V/40 A	125 k	1	0.12 m
			1000 V/6.1 A	125 k	1.5	2 Ω
	IGBTs	Sencillos	2500 V/2400 A	100 k	5–10	2.3 m
			1200 V/52 A	100 k	5–10	0.13
			1200 V/25 A	100 k	5–10	0.14
			1200 V/80 A	100 k	5–10	44 m
			1800 V/2200 A	100 k	5–10	1.76 m
	SITs		1200 V/300 A	100 k	0.5	1.2
Tiristores (rectificadores controlados por silicio)	Tiristores controlados por fase	Baja velocidad conmutada por línea	6500 V/4200 A	60	100–400	0.58 m
			2800 V/1500 A	60	100–400	0.72 m
			5000 V/4600 A	60	100–400	0.48 m
			5000 V/3600 A	60	100–400	0.50 m
			5000 V/5000 A	60	100–400	0.45 m
	Tiristores de apagado forzado	Alta velocidad de bloqueo inverso	2800 V/1850 A	20 k	20–100	0.87 m
			1800 V/2100 A	20 k	20–100	0.78 m
			4500 V/3000 A	20 k	20–100	0.5 m
			6000 V/2300 A	20 k	20–100	0.52 m
			4500 V/3700 A	20 k	20–100	0.53 m
		Bidireccionales	4200 V/1920 A	20 k	20–100	0.77 m
		RCT	2500 V/1000 A	20 k	20–100	2.1 m
		GATT	1200 V/400 A	20 k	10–50	2.2 m
		Disparados por luz	6000 V/1500 A	400	200–400	0.53 m
	Tiristores de autoapagado	GTO	4500 V/4000 A	10 k	50–110	1.07 m
		HD-GTO	4500 V/3000 A	10 k	50–110	1.07 m
		Pulse GTO	5000 V/4600 A	10 k	50–110	0.48 m
		SITH	4000 V/2200 A	20 k	5–10	5.6 m
		MTO	4500 V/500 A	5 k	80–110	10.2 m
		ETO	4500 V/4000 A	5 k	80–110	0.5 m
		IGCT	4500 V/3000 A	5 k	80–110	0.8 m
	TRIACs	Bidireccionales	1200 V/300 A	400	200–400	3.6 m
	MCTs	Sencillos	4500 V/250 A	5 k	50–110	10.4 m
			1400 V/65 A	5 k	50–110	28 m

TABLA 1.4 Características y símbolos de algunos dispositivos de potencia

Dispositivos	Símbolos	Características
Diodo		
Tiristor		
SITH		
GTO		
MCT		
MTO		
ETO		
IGCT		
TRIAC		
LASCR		
NPN BJT		
IGBT		
MOSFET de canal N		
SIT		

Tiristores

Transistores

Un transistor se activa con la aplicación de un voltaje de control de compuerta. En tanto el voltaje de compuerta permanezca aplicado el transistor permanece en conducción, y cambia al estado de bloqueo si se retira dicho voltaje. El voltaje colector-emisor de un transistor bipolar (simplemente BJT) depende de su corriente de base. En consecuencia, se puede requerir una cantidad significativa de corriente de base para llevar un BJT a la región de saturación de baja resistencia. Por otra parte, el voltaje drenaje-fuente de un transistor tipo MOS (semiconductor de óxido metálico) depende de su voltaje de compuerta y de que su corriente de compuerta sea insignificante. Por consiguiente un MOSFET no requiere corriente de compuerta, y la potencia de compuerta para llevar un MOSFET a la región de saturación de baja resistencia es insignificante. Se prefiere un dispositivo semiconductor con control de compuerta tipo MOS y el desarrollo de la tecnología de dispositivos de potencia sigue progresando como corresponde.

La figura 1.16 muestra las aplicaciones y rango de frecuencia de dispositivos de potencia. Los valores de dispositivos de potencia mejoran de forma continua y habría que verificar los que estén disponibles. Un dispositivo de súper potencia debe tener (1) un voltaje cero en estado de conducción, (2) soportar un voltaje infinito en estado de bloqueo, (3) manejar una corriente infinita, y (4) un tiempo cero de encendido y apagado, lo que haría que tuviera una velocidad de conmutación infinita.

Con el desarrollo de dispositivos de potencia de SiC, el tiempo de conmutación y la resistencia en conducción se reducirían de manera significativa, a la vez que el valor de voltaje del dispositivo se incrementaría casi 10 veces. Por consiguiente, se espera que cambien las aplicaciones de los dispositivos de potencia que se ilustran en la figura 1.16.

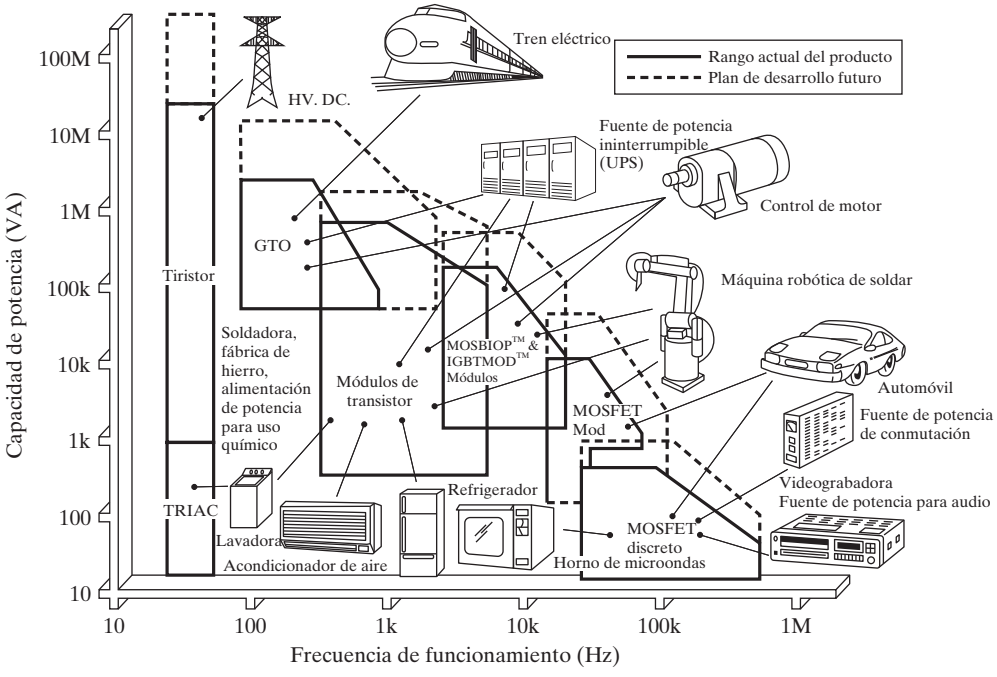


FIGURA 1.16

Aplicaciones de dispositivos de potencia. (Cortesía de Powerex, Inc.).

1.9 CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA

Se puede hacer que los dispositivos semiconductores de potencia funcionen como conmutadores al aplicar señales de control a la terminal compuerta de tiristores (y a la base de transistores bipolares). La salida requerida se obtiene al variar el tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación. La figura 1.17 muestra los voltajes de salida y las características de control de dispositivos de conmutación de potencia que se utilizan comúnmente. Una vez que un tiristor está en modo de conducción, la señal de compuerta de magnitud, ya sea positiva o negativa, queda sin efecto y esto se muestra en la figura 1.17a.

Cuando un dispositivo semiconductor de potencia está en modo de conducción normal, a través de él ocurre una pequeña caída de voltaje. En las formas de onda del voltaje de salida que se muestran en la figura 1.17 estas caídas de voltaje se consideran insignificantes y, a menos que se especifique de otra manera, esta suposición se mantendrá a lo largo de los siguientes capítulos.

Los dispositivos de conmutación semiconductores de potencia se pueden clasificar con base en:

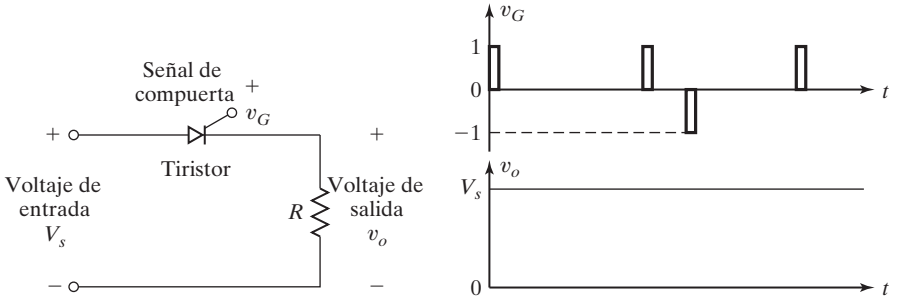
1. Encendido y apagado no controlados (por ejemplo, diodo);
2. Encendido controlado y apagado no controlado (por ejemplo, SCR);
3. Encendido controlado y características de apagado (por ejemplo, BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT);
4. Requerimiento de señal de compuerta continua (por ejemplo, BJT, MOSFET, IGBT, SIT);
5. Requerimiento de pulso de compuerta (por ejemplo, SCR, GTO, MCT);
6. Capacidad de soportar voltaje bipolar (por ejemplo, SCR, GTO);
7. Capacidad de soportar voltaje unipolar (por ejemplo, BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT);
8. Capacidad de corriente bidireccional (por ejemplo, TRIAC, RCT),
9. Capacidad de corriente unidireccional (por ejemplo, SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, diodo)

La tabla 1.5 muestra las características de conmutación en función de su voltaje, corriente y señales de compuerta.

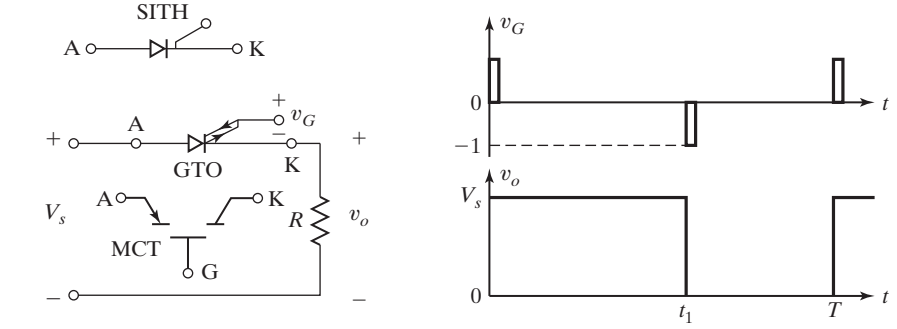
1.10 OPCIONES DE DISPOSITIVOS

Aunque existen muchos dispositivos semiconductores, ninguno de ellos tiene las características ideales. Constantemente se hacen mejoras a los que ya existen y se continúa con el desarrollo de nuevos dispositivos. Para aplicaciones de alta potencia con alimentación de ca de 50 a 60 Hz las opciones más económicas son los tiristores de control de fase y bidireccionales. Los COOLMOS y los IGBT son los reemplazos potenciales de los MOSFET y los BJT, respectivamente, en aplicaciones de baja y mediana potencia. Los GTO y los IGCT son más adecuados para aplicaciones de alta potencia que requieren conmutación forzada. Con el avance continuo de la tecnología, los IGBT se emplean cada vez más en aplicaciones de alta potencia, y los MCT pueden hallar aplicaciones potenciales que requieran voltajes de bloqueo bidireccionales.

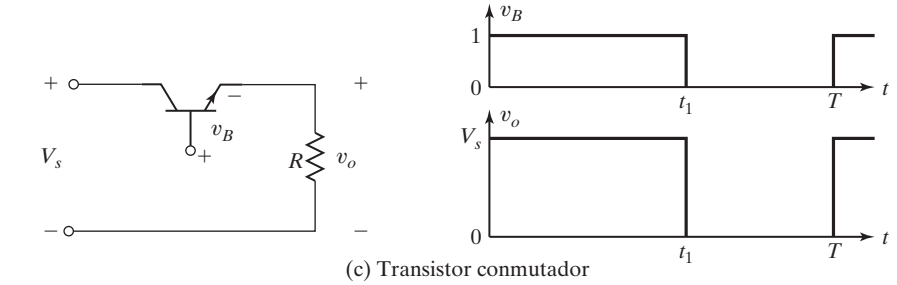
Con una larga lista de dispositivos disponibles como se muestra en la tabla 1.3, es una tarea abrumadora decidir cuál seleccionar. Algunos de los dispositivos que aparecen en la lista están planeados para aplicaciones especializadas. El desarrollo continuo de estructuras



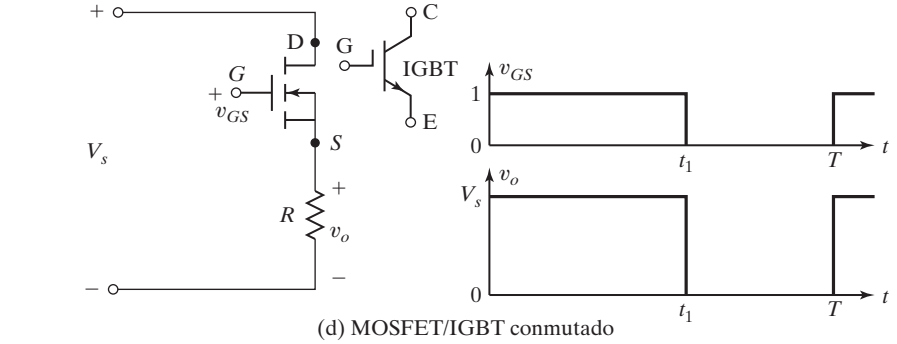
(a) Tiristor conmutador



(b) GTO/MTO/ETO/IGBT/MCT/SITH conmutador (Para MCT, la polaridad de V_G se invierte como se muestra)



(c) Transistor conmutador



(d) MOSFET/IGBT conmutado

FIGURA 1.17

Características de control de dispositivos de conmutación de potencia.

TABLA 1.5 Características de conmutación de semiconductores de potencia

Tipo de dispositivo	Dispositivo	Compuerta continua	Pulso de compuerta	Encendido controlado	Apagado controlado	Voltaje unipolar	Voltaje bipolar	Corriente unidireccional	Corriente bidireccional
Diodos	Diodo de potencia					x		x	
Transistores	BJT	x		x	x	x		x	
	MOSFET	x		x	x	x			x
	COOLMOS	x		x	x	x			x
	IGBT	x		x	x	x		x	
	SIT	x		x	x	x		x	
Tiristores	SCR		x	x			x	x	
	RCT		x	x			x		x
	TRIAC		x	x			x		x
	GTO		x	x	x		x	x	
	MTO		x	x	x		x	x	
	ETO		x	x	x		x	x	
	IGCT		x	x	x		x	x	
	SITH		x	x	x		x	x	
	MCT	x		x	x		x	x	

TABLA 1.6 Opciones de dispositivos para diferentes niveles de potencia

Opciones	Baja potencia	Mediana potencia	Alta potencia
Rango de potencia	Hasta 2 kW	2 a 500 kW	Más de 500 kW
Topologías usuales de convertidor	ca-cd, cd-cd	ca-cd, cd-cd, cd-ca	ca-cd, cd-ca
Semiconductores de potencia típicos	MOSFET	MOSFET, IGBT	Tiristor, IGBT, IGCT
Tendencia de la tecnología	Alta densidad de potencia Alta eficiencia	Volumen y pesos pequeños Bajo costo y alta eficiencia	Alta potencia nominal del convertidor Potencia de alta calidad y estabilidad
Aplicaciones típicas	Dispositivos de baja potencia Electrodomésticos	Vehículos eléctricos Techos fotovoltaicos	Energía renovable Transporte Distribución de potencia Industria

Fuente: Ref. 8, Kasmierkowski y colaboradores.

semiconductoras nuevas, de materiales y de fabricación trae al mercado muchos dispositivos nuevos con altos valores de potencia y características mejoradas. Los dispositivos electrónicos de potencia más comunes para aplicaciones de baja y mediana potencia son los MOSFET y los IGBT; los tiristores y los IGT se usan para un rango de potencia muy alto.

La tabla 1.6 muestra las opciones de dispositivos para diferentes aplicaciones a diferentes niveles de potencia [8]. La opción de los dispositivos dependerá del tipo de alimentación de entrada: ca o cd. A menudo es necesario utilizar más de una etapa de conversión. Por lo general, cuando se va a seleccionar un dispositivo se suele tener presente las siguientes recomendaciones para la mayoría de las aplicaciones, atendiendo al tipo de alimentación de entrada.

Con una fuente de entrada de cd:

1. Verifique si un MOSFET de potencia puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
2. Si no encuentra un MOSFET de potencia adecuado, verifique si un IGBT puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
3. Si no encuentra un MOSFET o un IGBT de potencia apropiado, verifique si un GTO o un IGBT pueden satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.

Con una fuente de entrada de ca:

1. Verifique si un TRIAC puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
2. Si no encuentra un TRIAC adecuado, verifique si un tiristor puede satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.
3. Si no encuentra un TRIAC o un tiristor apropiado, se puede utilizar un rectificador de diodos para convertir la fuente de ca en una fuente de cd. Verifique si un MOSFET o un IGBT pueden satisfacer el voltaje, la corriente y la frecuencia de las aplicaciones planeadas.

1.11 MÓDULOS DE POTENCIA

Hay dispositivos de potencia disponibles como unidad sencilla o como módulo. A menudo un convertidor de potencia requiere dos, cuatro o seis dispositivos, según su topología. Para casi todos los tipos de dispositivos de potencia se dispone de módulos de potencia dobles (en configuración de medio puente), cuádruples (en configuración de puente completo), o séxtuples (en configuración trifásica). Los módulos ofrecen la ventaja de bajas pérdidas en conducción, características de alto voltaje y corriente, y velocidad más alta que la de los dispositivos convencionales. Inclusive, algunos módulos cuentan con protección contra transitorios y circuitos de excitación de compuerta.

1.12 MÓDULOS INTELIGENTES

Se dispone comercialmente circuitos de excitación de compuerta para activar dispositivos individuales o módulos. Los *módulos inteligentes*, que constituyen la electrónica de potencia de punta, integran el módulo de potencia y el circuito periférico, el cual consta de aislamiento de entrada o salida de, e interfaz con, la señal y el sistema de alto voltaje, un circuito de excitación, un circuito de protección y diagnóstico (contra corriente excesiva, cortocircuitos, una carga abierta, sobrecalentamiento, y voltaje excesivo), control de microcomputadora, y una alimentación de potencia de control. Los usuarios sólo tienen que conectar las fuentes de potencia externas (flotantes). Un módulo inteligente también se conoce como *potencia inteligente*. Estos módulos se utilizan cada vez más en la electrónica de potencia [4]. La tecnología de potencia inteligente se puede considerar como una caja que comunica la fuente de potencia con cualquier carga. La función de caja de comunicación se realiza con circuitos lógicos de semiconductores de óxido metálico complementarios (CMOS) de alta densidad, su función de detección y protección con circuitos analógicos bipolares y circuitos de detección, y su función de control de potencia con dispositivos de potencia y sus circuitos de excitación asociados. En la figura 1.18 se muestra el diagrama de bloques funcional de un sistema de potencia inteligente [5].

Los circuitos analógicos se utilizan para crear los sensores necesarios para autoprotección y para proporcionar un rápido lazo de retroalimentación que sea capaz de detener el funcionamiento del microprocesador sin causar daños cuando las circunstancias del sistema exceden las condiciones normales de funcionamiento. Por ejemplo, los microprocesadores de potencia inteligentes se deben diseñar para que dejen de funcionar sin que sufran daños cuando ocurre un cortocircuito a través de una carga como el devanado de un motor. Con tecnología de potencia inteligente se monitorea la corriente de carga, y el voltaje que excita los conmutadores de potencia se corta siempre que sobrepase un límite preestablecido. Además de lo anterior, se suelen incluir las características de protección contra sobrecorriente como sobrevoltaje y sobrecalentamiento, para evitar fallas destructivas. A continuación se enumeran algunos fabricantes de dispositivos y módulos, así como sus sitios Web:

Advanced Power Technology, Inc.	www.advancedpower.com/
ABB Semiconductors	www.abbsem.com/
Bharat Heavy Electricals Ltd	http://www.bhledn.com/
Compound Semiconductor	http://www.compoundsemiconductor.net/
Collmer Semiconductor, Inc.	www.collmer.com
Cree Power	http://www.cree.com
Dynex Semiconductor	www.dynexsemi.com
Eupec	www.eupec.com/p/index.htm
Fairchild Semiconductor	http://www.fairchildsemi.com

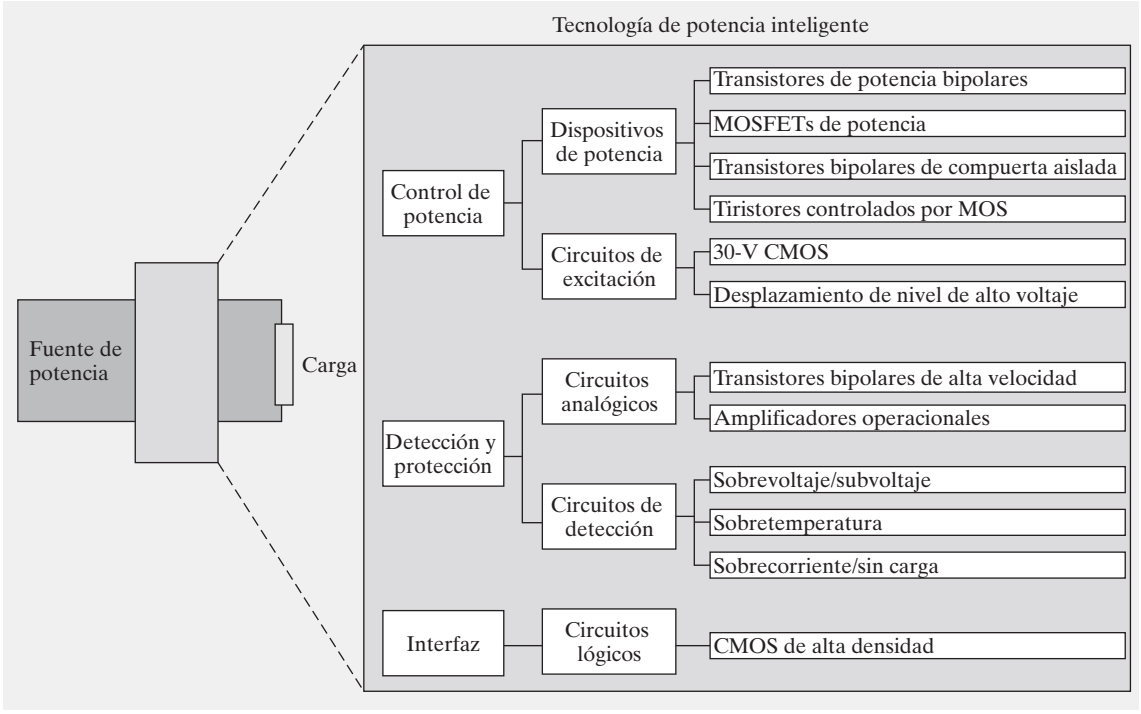


FIGURA 1.18

Diagrama de bloques funcional de una potencia inteligente. [Ref. 5. J. Baliga].

FMCC EUROPE	http:/www.fmccgroup.com/
Fuji Electric	www.fujielectric.co.jp/eng/denshi/scd/index.htm
Harris Corp.	www.harris.com/
Hitachi Ltd. Power Devices	www.hitachi.co.jp/pse
Honda R&D Co Ltd	http://world.honda.com
Infineon Technologies	www.infeneon.com/
International Rectifier	www.irf.com
Marconi Electronic Devices, Inc.	www.marconi.com/
Microsemi Corporation	http://www.microsemi.com
Mitsubishi Semiconductors	www.mitsubishielectric.com/
Mitel Semiconductors	www.mitelsemi.com
Motorola, Inc.	www.motorola.com
National Semiconductors, Inc.	www.national.com/
Nihon International Electronics Corp.	www.abbsem.com/english/salesb.htm
On Semiconductor	www.onsemi.com
Phillips Semiconductors	www.semiconductors.phillips.com/catalog/
Power Integrations	www.powerint.com/
Powerex, Inc.	www.pwrx.com/
Power Tech, Inc.	www.power-tech.com/

RCA Corp.	www.rca.com/
Rockwell Automation	http://www.ab.com
Rockwell Inc.	www.rockell.com
Reliance Electric	www.reliance.com
Renesas Electronics Corporation	http://www.renesas.com/
Siemens	www.siemens.com
Silicon Power Corp.	www.siliconpower.com/
Semikron International	www.semikron.com/
Semelab Limits	http://www.semelab-tt.com
Siliconix, Inc.	www.siliconix.com
Tokin, Inc.	www.tokin.com/
Toshiba America Electronic Components, Inc.	www.toshiba.com/taec/
TranSiC Semiconductor	http://www.transic.com
Unitrode Integrated Circuits Corp.	www.unitrode.com/
Westcode Semiconductors Ltd.	www.westcode.com/ws-prod.html
Yole Development	http://www.yole.fr

1.13 DIARIOS Y CONFERENCIAS SOBRE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Existen muchas revistas profesionales y conferencias donde se publican los nuevos desarrollos. e-library *Explore* del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) es una excelente herramienta para encontrar artículos publicados en los diarios y revistas del IET, y en las revistas del IEEE, así como en conferencias patrocinadas. Algunos de ellos son:

IEEE e_Library	http://ieeexplore.ieee.org/
IEEE Industrial Electronic Magazine	http:/ieee-ies.org/index.php/pubs/magazine/
IEEE Industry Applications Magazine	http:/magazine.ieee-pes.org/
IEEE Power & Energy Magazine	http://ieeexplore.ieee.org/
IEEE Transactions on Aerospace Systems	www.ieee.org/
IEEE Transactions on Industrial Electronics	www.ieee.org/
IEEE Transactions on Industry Applications	www.ieee.org/
IEEE Transactions on Power Delivery	www.ieee.org/
IEEE Transactions on Power Electronics	www.ieee.org/
IEEE Transactions on Electric Power	www.iet.org/Publish/

Applied Power Electronics Conference (APEC)l
European Power Electronics Conference (EPEC)
IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)
IEEE Industry Applications Society (IAS) Annual Meeting
International Conference on Electrical Machines (ICEM)
International Power Electronics Conference (IPEC)
International Power Electronics Congress (CIEP)
International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)
Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)
Power Electronics Specialist Conference (PESC)

RESUMEN

A medida que la tecnología de los dispositivos semiconductores y circuitos integrados avanza, el potencial para las aplicaciones de electrónica de potencia se amplía cada vez más. Ya se dispone comercialmente de muchos dispositivos semiconductores de potencia; sin embargo, el desarrollo en esta dirección continúa. Por lo común, los convertidores de potencia se clasifican en seis categorías: (1) rectificadores; (2) convertidores ca-cd; (3) convertidores ca-ca, convertidores cd-cd; (5) convertidores cd-ca, y (6) conmutadores estáticos. El diseño de circuitos electrónicos de potencia requiere a su vez el diseño de circuitos de control y potencia. Los armónicos de voltaje y corriente generados por los convertidores de potencia se pueden reducir (o minimizar) con una elección apropiada de la estrategia de control.

REFERENCIAS

[1] Carroll, E.I. (1996). "Power Electronics: where next?" *Power Engineering Journal*, diciembre (242-243).

[2] Bernet, S. (2000). "Recent developments of high power converters for industry and traction applications". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, núm. 6, noviembre (1102-1117).

[3] Hoft, R.G. (1986). *Semiconductor Power Electronics*, Nueva York, Van Nostrand Reinhold.

[4] Gadi, K. (1995). "Power Electronics in action". *IEEE Spectrum*, julio (33).

[5] Baliga, J. (1995). "Power ICs in the daddle". *IEEE Spectrum*, julio (34-49).

[6] "Power Electronic Books". (1999). *SMPS Technology, Knowledge Base*, marzo. www.smpstech.com/books/booklist.htm.

[7] Wang, J., A. Q. Huang, W. Sung, Y. Li, y B. J. Baliga. (2009). "Smart grid technologies. Development of 15 kV SiC IGBTs and their impact on utility applications". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 3, núm. 2, junio (16-23).

[8] Kazmierkowski, M. P., L. G. Franquelo, J. Rodriguez, M. A. Perez, y J. I. Leon. (2011). "High performance motor drives". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, septiembre (6-26).

[9] "Module1-Power Semiconductor Devices, Version 2". *EE, IIT*, Kharagpur.

[10] Paulides, J. J. H., J. W. Jansen, L. Encica, E. A. Lomonova, y M. Smit. (2011). "Human-powered small-scale generation system for a sustainable dance club". *IEEE Industry Applications Magazine*, septiembre/octubre (20-26).

[11] "PowerSiC Silicon carbide devices for power electronics market: Status & forecasts". (2006). *Yole Development*: Lyon, Francia. http://www.yole.fr. Accesado en septiembre de 2012.

[12] Rabkowski, J., D. Peftisis, y H. Nee. (2012). "Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated". *IEEE Industrial Electronics Magazine*, junio (17-26).

[13] Palmour, J. W. (2009). "High voltaje silicon carbide power devices", presentado en un seminario de ARPA-E Power Technologies, Arlington, VA., el 9 de febrero.

[14] Ryu, S. H., S. Krishnaswami, B. Hull, J. Richmond, A. Agarwal, y A. Hefner. (2006). "10-kV, 5A 4H-SiC power DMOSFET". *Proceedings of the IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD'06*). Nápoles, Italia, junio (1-4).

[15] Das, M., Q. Zhang, R. Callanan, y colaboradores. (2007). "A 13-kV 4H-SiC N-channel IGBT with low Rdiff, on and fast switching". *Proceedings of the International Conference on Silicon Carbide and Related Materials (ICSCRM'07*). Kioto, Japón, octubre.

PREGUNTAS DE REPASO

1.1 ¿Qué es la electrónica de potencia?
1.2 ¿Cuáles son los varios tipos de tiristores?
1.3 ¿Qué es un circuito de conmutación?
1.4 ¿Cuáles son las condiciones para que un tiristor conduzca?
1.5 ¿Cómo se puede apagar un tiristor que está en modo de conducción?
1.6 ¿Qué es la conmutación en línea?
1.7 ¿Qué es una conmutación forzada?
1.8 ¿Cuál es la diferencia entre un tiristor y una TRIAC?
1.9 ¿Cuál es la característica de control de un GTO?
1.10 ¿Cuál es la característica de control de un MTO?
1.11 ¿Cuál es la característica de control de un ETO?
1.12 ¿Cuál es la característica de control de un IGCT?
1.13 ¿Qué es el tiempo de apagado o bloqueo de un tiristor?
1.14 ¿Qué es un convertidor?
1.15 ¿Cuál es el principio de conversión de ca a cd?
1.16 ¿Cuál es el principio de conversión de ca a ca?
1.17 ¿Cuál es el principio de conversión de cd a cd?
1.18 ¿Cuál es el principio de conversión de cd a ca?
1.19 ¿Cuáles son los pasos implicados en el diseño de equipo de electrónica de potencia?
1.20 ¿Cuáles son los efectos periféricos del equipo de electrónica de potencia?
1.21 ¿Cuáles son las diferencias en las características de control de los GTOs y los tiristores?
1.22 ¿Cuáles son las diferencias en las características de control de los tiristores y los transistores?
1.23 ¿Cuáles son las diferencias en las características de control de los BJT y los MOSFET?
1.24 ¿Cuál es la característica de control de un IGBT?
1.25 ¿Cuál es la característica de control de un MCT?
1.26 ¿Cuál es la característica de control de un SIT?
1.27 ¿Cuáles son las diferencias entre los BJT y los IGBT?
1.28 ¿Cuáles son las diferencias entre los MCT y los GTO?
1.29 ¿Cuáles son las diferencias entre los SITH y los GTO?
1.30 ¿Cuáles son los tipos de conversión y sus símbolos?
1.31 ¿Cuáles son los bloques principales de un convertidor de potencia típico?
1.32 ¿Cuáles son los temas que deben abordarse en el diseño de un convertidor de potencia?
1.33 ¿Cuáles son las ventajas de los dispositivos de potencia de SiC sobre los de Si?
1.34 ¿Cuáles son las reglas para seleccionar un dispositivo para diferentes aplicaciones?

PROBLEMAS

1.1 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10a es $I_P = 100$ A. Si $T_o = 8.3$ ms y el periodo $T = 16.67$ms, calcule la corriente rms I_{RMS} y la corriente promedio I_{PROM} a través del dispositivo.
1.2 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10b es $I_P = 100$ A. Si el ciclo de trabajo $k = 50\%$ y el periodo $T = 16.67$ ms, calcule la corriente rms I_{RMS} y la corriente promedio I_{PROM} a través del dispositivo.
1.3 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10c es $I_P = 100$ A. Si el ciclo de trabajo $k = 80\%$ y el periodo $T = 16.67$ ms, calcule la corriente rms I_{RMS} y la corriente promedio I_{PROM} a través del dispositivo.
1.4 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10d es $I_P = 100$ A. Si el ciclo de trabajo $k = 40\%$ y el periodo $T = 1$ ms, calcule la corriente rms I_{RMS} y la corriente promedio I_{PROM} a través del dispositivo.

1.5 La forma de onda de la corriente a través de un dispositivo de potencia es como se muestra en la figura 1.10e. Si $I_a = 80$ A, $I_b = 100$ A y el ciclo de trabajo $k = 40\%$ y el periodo $T = 1$ ms, calcule la corriente rms I_{RMS} y la corriente promedio I_{PROM} a través del dispositivo.

1.6 El valor pico de la forma de onda de corriente a través de un dispositivo de potencia como se muestra en la figura 1.10f es $I_P = 100$ A. Si el ciclo de trabajo $k = 40\%$ y el periodo $T = 1$ ms, calcule la corriente rms I_{RMS} y la corriente promedio I_{PROM} a través del dispositivo.

PARTE I Diodos de potencia y rectificadores

CAPÍTULO 2

Diodos de potencia y circuitos *RLC* conmutados

Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:

- Explicar las principales funciones de los diodos de potencia.
- Describir las características de un diodo y sus modelos de circuito.
- Enumerar los tipos de diodos de potencia.
- Explicar el funcionamiento en serie y en paralelo de diodos.
- Derivar el modelo SPICE de un diodo.
- Explicar las características de recuperación inversa de diodos de potencia.
- Calcular la corriente de recuperación inversa de diodos.
- Calcular los voltajes de estado estable en los terminales del capacitor de un circuito *RC* y la cantidad de energía almacenada.
- Calcular las corrientes de estado estable en los terminales el inductor de un circuito *RL* y la cantidad de energía almacenada.
- Calcular los voltajes de estado estable en el capacitor de un circuito *LC* y la cantidad de energía almacenada.
- Calcular el voltaje de estado estable en el capacitor de un circuito *RLC* y la cantidad de energía almacenada.
- Determinar las derivadas iniciales *di/dt* y *dv*/*dt* de circuitos *RLC*.

Símbolos y sus significados

Símbolo	Significado
i_D, v_D	Corriente y voltaje instantáneos en un diodo, respectivamente
$i(t), i_S(t)$	Corriente y corriente de alimentación instantáneas, respectivamente
I_D, V_D	Corriente y voltaje en un diodo de cd, respectivamente
I_S	Corriente de fuga (o de saturación inversa)
I_O	Corriente de salida de estado estable
I_{S1}, I_{S2}	Corrientes de fuga (o de saturación inversa) de los diodos D_1 y D_2, respectivamente
I_{RR}	Corriente de recuperación inversa
t_{rr}	Tiempo de recuperación inversa

(*continúa*)

(*continuación*)

Símbolo	Significado
V_T	Voltaje térmico
V_{D1}, V_{D2}	Caídas de voltaje a través de los diodos D_1 y D_2, respectivamente
V_{BR}, V_{RM}	Voltajes de ruptura inverso y repetitivo máximo, respectivamente
v_R, v_C, v_L	Voltajes instantáneos a través de un resistor, un capacitor (condensador), y un inductor, respectivamente
V_{CO}, v_s, V_S	Voltajes iniciales, instantáneo de alimentación y de alimentación de cd en un capacitor, respectivamente
Q_{RR}	Carga inversa de almacenamiento
T	Constante de tiempo de un circuito
n	Constante de emisión empírica

2.1 INTRODUCCIÓN

Se han encontrado muchas aplicaciones para los diodos en circuitos de ingeniería electrónica y eléctrica. Los diodos de potencia desempeñan un rol importante en circuitos electrónicos de potencia para la conversión de energía eléctrica. En este capítulo se analizan algunos circuitos a base de diodos que comúnmente se utilizan en electrónica de potencia para el manejo de potencia.

Un diodo actúa como conmutador para realizar varias funciones, por ejemplo como conmutadores en rectificadores, conducción libre en reguladores de conmutación, inversión de carga en un capacitor y transferencia de energía entre componentes, aislamiento de voltaje, retroalimentación de energía desde la carga a la fuente de potencia, y recuperación de energía atrapada.

Los diodos de potencia se pueden considerar como conmutadores ideales para la mayoría de las aplicaciones aunque los diodos prácticos se apartan de las características ideales y tienen ciertas limitaciones. Los diodos de potencia son similares a los diodos de señal de unión *pn*. No obstante, los diodos de potencia poseen mayores capacidades de manejo de potencia, voltaje y corriente que los diodos de señal ordinarios. La respuesta a la frecuencia (o velocidad de conmutación) es baja en comparación con la de los diodos de señal.

Los inductores *L* y los capacitores *C* son elementos de almacenamiento de energía y por lo común se utilizan en circuitos electrónicos de potencia. Para controlar la cantidad de transferencia de energía en un circuito se utiliza un dispositivo semiconductor de potencia. Un prerrequisito para entender el funcionamiento de los sistemas y circuitos electrónicos de potencia es tener una clara comprensión de los comportamientos de conmutación de los circuitos *RC*, *RL*, *LC* y *RLC*. En este capítulo utilizaremos un diodo conectado en serie con un conmutador para exponer las características de un dispositivo de potencia, a la vez que analizaremos circuitos de conmutación que consten de *R, L* y *C*. El diodo permite un flujo de corriente unidireccional, y el conmutador realiza las funciones de conducción y bloque.

2.2 LO BÁSICO DE LOS SEMICONDUCTORES

Los dispositivos semiconductores de potencia se fabrican con silicio monocristalino de alta pureza. Se producen cristales de varios metros de largo y con el diámetro requerido (de hasta 150 mm) en hornos denominados de *zona de flotación*. De cada enorme cristal se rebanan delgadas obleas, las cuales se someten luego a numerosos pasos de procesamiento para convertirlas en dispositivos de potencia.

TABLA 2.1 Parte de la tabla periódica que muestra los elementos utilizados en materiales semiconductores

	Grupo				
Periodo	II	III	IV	V	VI
2		B Boro	C Carbón	N Nitrógeno	O Oxígeno
3		Al Aluminio	**S**i Silicio	P Fósforo	S Azufre
4	Zn Cinc	Ga Galio	Ge Germanio	As Arsénico	Se Selenio
5	Cd Cadmio	In Indio	Sn Estaño	Sn Antimonio	Te Telurio
6	Hg Mercurio				
Semiconductores elementales			Si Silicio Ge, Germanio		
Semiconductores compuestos			SiC Carburo de silicio SiGe Germanio de silicio	GaAs Arseniuro de galio	

Los semiconductores más comúnmente utilizados son el silicio y el germanio [1] (Grupo IV de la tabla periódica como se muestra en la tabla 2.1) y el arseniuro de galio (Grupo V). Los materiales de silicio cuestan menos que los de germanio y permiten que los diodos operen a altas temperaturas, razón por la cual rara vez se utilizan los diodos de germanio.

El silicio pertenece al grupo IV de la tabla periódica de elementos, es decir que tiene cuatro electrones por átomo en su órbita externa. Un material de silicio puro se conoce como *semiconductor intrínseco* con una resistividad que es demasiado baja para ser un aislador, y demasiado alta para ser un conductor. Tiene alta resistividad y muy alta resistencia dieléctrica (de más de 200 kV/cm). La resistividad de un semiconductor intrínseco y sus portadores de carga que están disponibles para conducción pueden cambiarse, formarse en capas y *graduarse* mediante la implantación de impurezas específicas. Al proceso de agregar impurezas se le llama *dopado*, el cual implica que se agregue un solo átomo de la impureza por más de un millón de átomos de silicio. Aplicando diferentes impurezas, niveles y formas de dopado, alta tecnología de fotolitografía, corte con láser, grabado, aislamiento y empaquetado, se producen dispositivos de potencia terminados a partir de varias estructuras de capas semiconductoras tipo *n* y tipo *p*.

- *Material tipo n*: Si el silicio puro se dopa con una pequeña cantidad de un elemento del grupo IV, como fósforo, arsénico o antimonio, cada átomo del *dopante* forma un enlace covalente dentro de la red cristalina del silicio y deja un electrón suelto. Estos electrones sueltos aumentan en gran medida la conductividad del material. Cuando el silicio se dopa levemente con una impureza como el fósforo, el dopado se denota como *dopado n* y el material resultante se conoce como *semiconductor tipo n*. Cuando se dopa mucho, se denota como dopado n^+ y el material se conoce como *semiconductor tipo* n^+.

- *Material tipo p*: Si el silicio puro se dopa con una pequeña cantidad de un elemento del grupo III, como boro, galio o indio, se introduce un lugar vacío llamado *hueco* en la red cristalina del silicio. Análogo a un electrón, un hueco se puede considerar como un portador de carga móvil ya que puede ser ocupado por un electrón adyacente, el que a su vez deja un hueco detrás. Estos huecos incrementan en gran medida la conductividad del material. Cuando el silicio se dopa levemente con una impureza como el boro, el dopado se denomina *dopado p* y el material resultante se conoce como *semiconductor tipo p*. Si se dopa fuertemente, se denomina dopado p^+ y el material se conoce como *semiconductor tipo* p^+.

Por consiguiente, hay electrones libres disponibles en un material tipo *n* y huecos libres disponibles en un material tipo *p*. En un material tipo *p* los huecos se denominan portadores mayoritarios y los electrones se denominan portadores minoritarios. En el material tipo *n* los electrones reciben el nombre de portadores mayoritarios y los huecos el de portadores minoritarios. Estos portadores se generan de forma continua por la agitación térmica, se combinan y recombinan según su tiempo de vida, y alcanzan una densidad de equilibrio de portadores de aproximadamente 10^{10} a $10^{13}/cm^3$ en un rango de 0^oC a 1000^oC. Por tanto, un campo eléctrico aplicado puede hacer que fluya corriente en un material tipo *n* o tipo *p*.

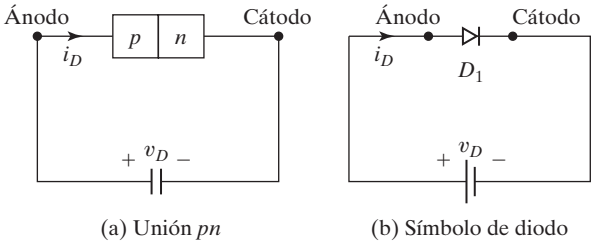
El carburo de silicio (SiC) (material compuesto del Grupo IV de la tabla periódica) es un nuevo material prometedor para aplicaciones de alta potencia y alta temperatura [9]. El SiC tiene una ancha banda prohibida, o brecha energética, es decir la energía necesaria para excitar los electrones de la banda de valencia del material hacia la banda de conducción. Los electrones del carburo de silicio requieren casi tres veces más energía para alcanzar la banda de conducción que el silicio. En consecuencia, los dispositivos de carburo de silicio soportan voltajes y temperaturas mucho más altos que sus contrapartes de silicio. Los dispositivos de silicio, por ejemplo, no pueden soportar campos eléctricos de más de 300 kV/cm. Mientras que los electrones en el carburo de silicio requieren más energía para ser empujados hacia la banda de conducción, el material puede soportar campos eléctricos mucho más intensos, hasta 10 veces el máximo para el silicio. Por consiguiente, un dispositivo de SiC puede tener las mismas dimensiones que uno de silicio pero puede soportar 10 veces el voltaje. Inclusive, un dispositivo de SiC puede tener un espesor de menos de un décimo del de un dispositivo de silicio, pero soporta el mismo voltaje. Estos dispositivos más delgados son más rápidos y tienen menos resistencia, lo que significa menor energía pérdida en forma de calor cuando un diodo o transistor de carburo de silicio conduce electricidad.

Puntos clave de la sección 2.2

- Se obtienen electrones o huecos agregando impurezas al silicio o germanio puro por medio de un proceso de dopaje. Los electrones son los portadores mayoritarios en el material tipo *n* en tanto que los huecos son los portadores mayoritarios en un material tipo *p*. Por consiguiente, la aplicación de un campo eléctrico puede hacer que fluya corriente en un material tipo *n* o tipo *p*.

2.3 CARACTERÍSTICAS DEL DIODO

Un diodo de potencia es un dispositivo de unión *pn* de dos terminales [1,2] y normalmente una unión *pn* se forma por aleación, difusión y crecimiento epitaxial. Las técnicas modernas de control en los procesos de difusión y crecimiento epitaxial permiten obtener las características deseadas en el dispositivo. La figura 2.1 muestra una vista de corte de una unión *pn* y el símbolo de diodo.



(a) Unión *pn* (b) Símbolo de diodo

FIGURA 2.1

Unión *pn* y símbolo de diodo

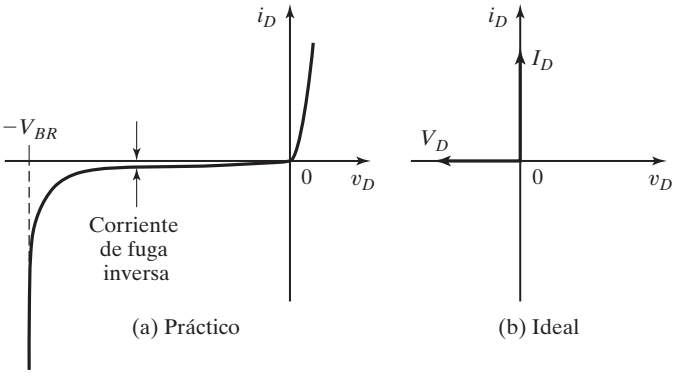
Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo está polarizado directo y el diodo conduce. Un diodo que conduce tiene una caída de voltaje directo relativamente pequeña a través de él; la magnitud de esta caída depende del proceso de fabricación y de la temperatura en la unión. Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al ánodo, se dice que el diodo está polarizado inverso. En condiciones de polarización inversa fluye una pequeña corriente inversa (también conocida como *corriente de fuga*) en el rango de micro o miliamperes, y esta corriente de fuga incrementa lentamente su magnitud con el voltaje inverso hasta que se alcanza el voltaje de avalancha o zener. La figura 2.2a muestra las características *v-i* de estado permanente de un diodo. En la práctica, un diodo casi siempre se puede considerar como un conmutador ideal, cuyas características se muestran en una figura 2.2b.

Las características *v-i* que se muestran en la figura 2.2a se expresan mediante una ecuación conocida como *ecuación de diodo de Schockley*, y en condiciones de funcionamiento de estado estable se expresa como

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) \tag{2.1}$$

donde I_D = corriente a través del diodo, A;
V_D = voltaje a través del diodo con el ánodo positivo con respecto al cátodo, V;
I_S = corriente de fuga (o de saturación inversa), por lo común en el rango de 10^{-6} a 10^{-15} A;
n = constante empírica conocida como *coeficiente de emisión* o *factor de idealidad*, cuyo valor varía de 1 a 2.

El coeficiente de emisión n depende del material y de la construcción física del diodo. Para diodos de germanio se considera que n es 1. Para diodos de silicio el valor pronosticado de n es 2, pero para la mayoría de los diodos de silicio prácticos, el valor de n cae dentro del rango de 1.1 a 1.8.



(a) Práctico (b) Ideal

FIGURA 2.2

Características *v-i* de un diodo.

V_T en la ecuación (2.1) es una constante llamada *voltaje térmico*, y se expresa como

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{2.2}$$

donde q = carga de un electrón: 1.6022×10^{-19} coulomb (C);
T = temperatura absoluta en grado Kelvin (K = 273 + °C);
k = constante de Boltzmann: 1.3806×10^{-23} J/K.

A una temperatura de 25°C en la unión, la ecuación (2.2) da

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.3806 \times 10^{-23} \times (273 + 25)}{1.6022 \times 10^{-19}} \approx 25.7\,\text{mV}$$

A una temperatura especificada, la corriente de fuga I_S es una constante para un diodo dado. La característica del diodo de la figura 2.2a se puede dividir en tres regiones:

Región de polarización directa, donde $V_D > 0$
Región de polarización inversa, donde $V_D < 0$
Región de ruptura, donde $V_D < -V_{BR}$

Región de polarización directa. En la región de polarización directa, $V_D > 0$. La corriente a través del diodo I_D es muy pequeña si el voltaje del diodo V_D a través del diodo es menor que un valor específico V_{TD} (típicamente 0.7 V). El diodo conduce por completo si V_D es más alto que este valor V_{TD}, el cual se conoce como *voltaje de umbral, voltaje de corte,* o *voltaje de encendido*. Por consiguiente, el voltaje de umbral es un voltaje al cual el diodo conduce por completo.

Consideremos un pequeño voltaje en el diodo $V_D = 0.1$ V, $n = 1$, y $V_T = 25.7$ mV. Por la ecuación (2.1) podemos hallar la corriente I_D correspondiente a través del diodo como

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) = I_S[e^{0.1/(1\times 0.0257)} - 1] = I_S(48.96 - 1) = 47.96 I_S$$

la que se puede aproximar como $I_D \approx I_S e^{V_D/nV_T} = 48.96\, I_S$, es decir, con un error de 2.1%. A medida que v_D se incrementa, el error se reduce con rapidez.

Por consiguiente, con $V_D > 0.1$ V, el cual es generalmente el caso, $I_D \gg I_S$, y la ecuación (2.1) se puede aproximar dentro de 2.1% de error a

$$I_D = I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) \approx I_S e^{V_D/nV_T} \tag{2.3}$$

Región de polarización inversa. En la región de polarización inversa, $V_D < 0$. Si V_D es negativo y $|V_D| \gg V_T$, lo cual ocurre cuando $V_D < -0.1$ V, el término exponencial en la ecuación (2.1) se vuelve muy pequeño en comparación con la unidad y la corriente I_D en el diodo es

$$I_D = I_S(e^{-|V_D|/nV_T} - 1) \approx -I_S \tag{2.4}$$

donde se ve que la corriente I_D en el diodo en la dirección inversa es constante e igual a I_S.

Región de ruptura. En la región de ruptura el voltaje inverso es alto, por lo general mayor que 1000 V. La magnitud del voltaje inverso puede exceder un voltaje especificado conocido como *voltaje de ruptura* V_{BR}. Con un pequeño cambio en el voltaje inverso más allá de V_{BR}, la corriente inversa se incrementa con rapidez. El funcionamiento en la región de ruptura

no será destructivo, siempre que la disipación de potencia se mantenga dentro de un "nivel seguro" especificado en la hoja de datos del fabricante. Sin embargo, a menudo es necesario limitar la corriente inversa en la región de ruptura para limitar la disipación de potencia dentro de un valor permisible.

Ejemplo 2.1 Cálculo de la corriente de saturación

La caída del voltaje directo de un diodo de potencia es $V_D = 1.2$ V con $I_D = 300$ A. Suponiendo que $n = 2$ y $V_T = 25.7$ mV, determine la corriente de saturación inversa I_S.

Solución

Si aplicamos la ecuación (2.1) podemos calcular la corriente de fuga (o de saturación) I_S como

$$300 = I_s[e^{1.2/(2\times25.7\times10-3)} - 1]$$

la cual da $I_S = 2.17746 \times 10^{-8}$ A.

Puntos clave de la sección 2.3

- Un diodo exhibe una característica *v-i* no lineal, compuesta de tres regiones: polarización directa, polarización inversa, y ruptura. En la condición de directa la caída en el diodo es pequeña, por lo general de 0.7 V. Si el voltaje inverso excede el voltaje de ruptura el diodo puede dañarse.

2.4 CARACTERÍSTICAS DE RECUPERACIÓN INVERSA

La corriente en un diodo de unión en condición de polarización directa se debe al efecto neto de los portadores mayoritarios y minoritarios. Una vez que un diodo está en el modo de conducción directa y luego su corriente en sentido directo se reduce a cero (debido al comportamiento natural de su circuito o a la aplicación de un voltaje inverso), el diodo continúa conduciendo gracias a los portadores minoritarios que permanecen guardados en la unión *pn* y en la mayor parte del material semiconductor. Los portadores minoritarios requieren un cierto tiempo para recombinarse con cargas opuestas y para neutralizarse. Este tiempo se denomina *tiempo de recuperación inversa* del diodo. La figura 2.3 muestra dos características de recuperación inversa de diodos de unión. Observe que las curvas de recuperación que aparecen en la figura 2.3 no están a escala y sólo indican sus formas. La cola del periodo de recuperación se expande para ilustrar la naturaleza de la recuperación aunque en realidad $t_a > t_b$. El proceso de recuperación se inicia en el instante $t = t_0$ cuando el diodo comienza a caer de la corriente de estado de conducción I_F a razón de $di/dt = -I_F/(t_1 - t_0)$. El diodo sigue conduciendo con una caída de voltaje directo de V_F.

La corriente en dirección directa I_F cae a cero en el instante $t = t_1$ y luego continúa fluyendo en la dirección inversa porque el diodo está inactivo y no es capaz de bloquear el flujo de corriente inversa. En el instante $t = t_2$, la corriente inversa alcanza un valor de I_{RR} y el voltaje en el diodo comienza a invertirse. Al completarse el proceso de recuperación en el instante $t = t_3$, el voltaje inverso en el diodo alcanza un valor pico de V_{RMS}. El voltaje en el diodo pasa a través de un periodo de oscilación transitorio para completar la recuperación de

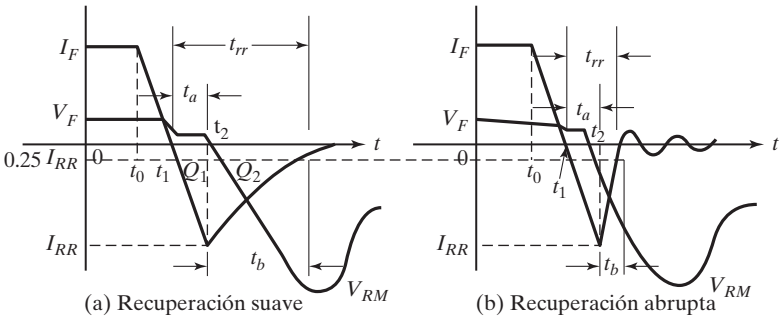


FIGURA 2.3

Características de recuperación inversa.

la carga guardada hasta que cae a su voltaje inverso de funcionamiento normal. El proceso completo es no lineal [8] y la figura 2.3 sólo ilustra el proceso. Hay dos tipos de recuperación: suave y dura (o abrupta). El tipo de recuperación suave es el más común. El tiempo de recuperación inversa se indica como t_{rr} y se mide a partir del cruce inicial por cero de la corriente en el diodo hasta que la corriente inversa I_{RR} llega a 25% de su valor máximo (o pico). El t_{rr} consta de dos componentes, t_a y t_b. El t_a variable se debe al almacenamiento de carga en la región de agotamiento de la unión y representa el tiempo entre el cruce por cero y la corriente inversa pico I_{RR}. El t_b se debe al almacenamiento de carga en la masa del material del semiconductor. La razón t_b/t_a se conoce como *factor de suavidad* (SF). Para fines prácticos, lo que nos debe interesar es el tiempo de recuperación total t_{rr} y el valor pico de la corriente inversa I_{RR}.

$$t_{rr} = t_a + t_b \tag{2.5}$$

La corriente inversa pico se puede expresar en función de la derivada inversa di/dt como

$$I_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \tag{2.6}$$

El *tiempo de recuperación inversa* t_{rr}, se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente pasa por cero durante el cambio de conducción directa hasta la condición de bloqueo inverso y el momento en que la corriente inversa ha decaído a 25% de su valor pico inverso I_{RR}. La variable t_{rr} depende de la temperatura de la unión, la velocidad de caída de la corriente en sentido directo, y la corriente en sentido directo antes de la conmutación, I_F.

La *carga de recuperación inversa* Q_{RR} es la cantidad de portadores de carga que fluye a través del diodo en dirección inversa debido al cambio de conducción directa a condición de bloqueo inverso. El área encerrada por la curva de la corriente de recuperación inversa determina su valor. Es decir, $Q_{RR} = Q_1 + Q_2$.

La carga de almacenamiento, la cual es el área encerrada por la curva de la corriente de recuperación, es aproximadamente

$$Q_{RR} = Q_1 + Q_2 \cong \frac{1}{2} I_{RR} t_a + \frac{1}{2} I_{RR} t_b = \frac{1}{2} I_{RR} t_{rr} \tag{2.7}$$

o bien

$$I_{RR} \cong \frac{2Q_{RR}}{t_{rr}} \tag{2.8}$$

Si igualamos la I_{RR} de la ecuación (2.6) con la I_{RR} de la ecuación (2.8) obtenemos

$$t_{rr}t_a = \frac{2Q_{RR}}{di/dt} \tag{2.9}$$

Si t_b es insignificante comparado con t_a, lo que suele ser el caso (aunque la figura 2.3a muestra que $t_b > t_a$), $t_{rr} \approx t_a$, y la ecuación (2.9) se vuelve

$$t_{rr} \cong \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}} \tag{2.10}$$

e

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR}\frac{di}{dt}} \tag{2.11}$$

En las ecuaciones (2.10) y (2.11) se ve que el tiempo de recuperación inversa t_{rr} y la corriente de recuperación inversa pico I_{RR} dependen de la carga de almacenamiento Q_{RR} y de la derivada di/dt inversa (o reaplicada). La carga de almacenamiento depende de la corriente en sentido directo en el diodo I_F. La corriente de recuperación inversa pico I_{RR}, la carga inversa Q_{RR} y el SF (factor de suavidad) son de interés para el diseñador del circuito, y estos parámetros comúnmente se incluyen en las hojas de especificaciones de los diodos.

Si un diodo está en la condición de polarización inversa, fluye una corriente de fuga debido a los portadores minoritarios. Entonces la aplicación de un voltaje en sentido directo haría que el diodo condujera corriente en sentido directo. Sin embargo, se requiere un cierto tiempo conocido como *tiempo de recuperación directa* (*o de encendido*) antes de que todos los portadores mayoritarios presentes en toda la unión contribuyan al flujo de corriente. Si la velocidad de elevación de la corriente en sentido directo es alta y la corriente en sentido directo se concentra en una pequeña área de la unión, el diodo puede fallar. Por consiguiente, el tiempo de recuperación directa limita la velocidad de elevación de la corriente en sentido directo y la velocidad de conmutación.

Ejemplo 2.2 Cálculo de la corriente de recuperación inversa

El tiempo de recuperación inversa de un diodo es $t_{rr} = 3\ \mu s$ y la velocidad de caída de la corriente en el diodo es $di/dt = 30\ A/\mu s$. Determine (a) la carga de almacenamiento Q_{RR}, y (b) la corriente inversa pico I_{RR}.

Solución

$t_{rr} = 3\ \mu s$ y $di/dt = 30\ A/\mu s$

a. Por la ecuación (2.10)

$$Q_{RR} = \frac{1}{2}\frac{di}{dt}t_{rr}^2 = 0.5 \times 30 A/\mu s \times (3 \times 10^{-6})^2 = 135\,\mu C$$

b. Por la ecuación (2.11)

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR}\frac{di}{dt}} = \sqrt{2 \times 135 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^{6}} = 90\,\text{A}$$

Puntos clave de la sección 2.4

- Durante el tiempo de recuperación inversa t_{rr}, el diodo se comporta efectivamente como un cortocircuito y no es capaz de bloquear el voltaje inverso, permite que la corriente inversa fluya, y luego de repente corta la corriente. El parámetro t_{rr} es importante para aplicaciones de conmutación.

2.5 TIPOS DE DIODOS DE POTENCIA

Lo ideal sería que un diodo no tuviera tiempo de recuperación inversa. Sin embargo, el costo de fabricación de un diodo semejante se puede elevar. En muchas aplicaciones los efectos del tiempo de recuperación inversa no son importantes y se pueden usar diodos de bajo costo.

Dependiendo de las características de recuperación y de las técnicas de fabricación, los diodos de potencia se pueden clasificar en las tres siguientes categorías:

1. Diodos estándar o de uso general
2. Diodos de recuperación rápida
3. Diodos Schottky

Los diodos de uso general están disponibles hasta para 6000 V, 4500 A, y los diodos de recuperación rápida hasta para 6000 V, 1100 A. El tiempo de recuperación inversa varía entre 0.1 μs y 5 μs. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para conmutación de alta frecuencia de convertidores de potencia. Los diodos Schottky tienen un bajo voltaje en condición de conducción y un muy pequeño tiempo de recuperación, por lo general de nanosegundos. La corriente de fuga se incrementa con la capacidad de voltaje y sus capacidades se limitan a 100 V, 300 A. Un diodo conduce cuando su voltaje de ánodo es más alto que el del cátodo, y la caída de voltaje directo de un diodo de potencia es muy bajo, típicamente de 0.5 V a 1.2 V.

Las características y limitaciones prácticas de estos tipos restringen sus aplicaciones.

2.5.1 Diodos de uso general

Los diodos rectificadores de uso general tienen un tiempo de recuperación inversa relativamente grande, por lo general de 25 μs, y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, donde el tiempo de recuperación no es crítico (por ejemplo, rectificadores y convertidores de diodos para aplicaciones de bajas frecuencias de entrada hasta frecuencias de 1 kHz y convertidores conmutados por línea). Estos diodos abarcan capacidades de corriente de menos de 1 A hasta varios miles de amperes, con capacidades de voltaje desde 50 V hasta de alrededor de 5 kV. Por lo general estos diodos se fabrican por difusión. Sin embargo, los rectificadores de aleación que se usan en fuentes de potencia para soldar son más económicos y robustos, y sus capacidades pueden ser hasta de 1500 V, 400 A.



FIGURA 2.4

Varias configuraciones de diodos de uso general. (Cortesía de Powerex, Inc.).

La figura 2.4 muestra varias configuraciones de diodos de uso general, las cuales básicamente pertenecen a dos tipos. Uno se llama *vástago*, o del tipo *montado en vástago*; el otro se llama *disco*, *paquete prensado* o tipo *disco de hockey*. En el tipo montado en vástago, el vástago podría ser el ánodo o el cátodo.

2.5.2 Diodos de recuperación rápida

Los diodos de recuperación rápida tienen un tiempo de recuperación bajo, normalmente de menos de 5 μs. Se utilizan en circuitos convertidores de cd a cd y de cd a ca, donde la velocidad de recuperación suele ser de importancia crítica. Estos diodos incluyen capacidades de voltaje desde 50 V hasta alrededor de 3 kV, y desde menos de 1 A hasta cientos de amperes.

Por lo general, para capacidades de voltaje de más de 400 V los diodos de recuperación rápida se fabrican mediante difusión y el tiempo de recuperación se controla con una difusión de platino u oro. Para capacidades de voltaje de menos de 400 V, los diodos epitaxiales proporcionan velocidades de conmutación más rápidas que las de los diodos fabricados por difusión. La base de los diodos epitaxiales es angosta, por lo que el tiempo de recuperación rápida es muy bajo, del orden de 50 ns. En la figura 2.5 se muestran diodos de recuperación rápida de varios tamaños.



FIGURA 2.5

Diodos de recuperación rápida. (Cortesía de Powerex, Inc.).

2.5.3 Diodos Schottky

En un diodo Schottky el problema de almacenamiento de carga de una unión *pn* se puede eliminar (o minimizar), lo cual se logra si se establece una "barrera de potencial" con un contacto entre un metal y un semiconductor. Se deposita una capa de metal sobre una delgada capa epitaxial de silicio tipo *n*. La barrera de potencial simula el comportamiento de una unión *pn*. La acción rectificadora depende sólo de los portadores mayoritarios, y en consecuencia no hay portadores minoritarios excedentes para recombinarse. El efecto de recuperación se debe únicamente a la capacitancia propia de la unión del semiconductor.

La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión *pn*. Ya que esto se debe sólo a la capacitancia de la unión, es en gran medida independiente de la derivada inversa *di*/*dt*. Un diodo Schottky tiene una caída de voltaje en sentido directo relativamente baja.

La corriente de fuga de un diodo Schottky es más alta que la de un diodo de unión *pn*. Un diodo Schottky con voltaje de conducción relativamente bajo tiene una corriente de fuga relativamente alta, y viceversa. En consecuencia, el voltaje máximo admisible de este diodo se suele limitar a 100 V. Las capacidades de corriente de los diodos Schottky varían de 1 a 400 A. Los diodos Schottky son ideales para fuentes de potencia de cd de bajo voltaje. Sin embargo, estos diodos también se utilizan en fuentes de potencia de baja corriente para una eficiencia incrementada. En la figura 2.6, se muestran rectificadores Schottky duales de 20 y 30 A.

Puntos clave de la sección 2.5

- Dependiendo del tiempo de recuperación de conmutación y de la caída en estado de conducción, los diodos de potencia se clasifican en tres tipos: de uso general, de recuperación rápida y Schottky.

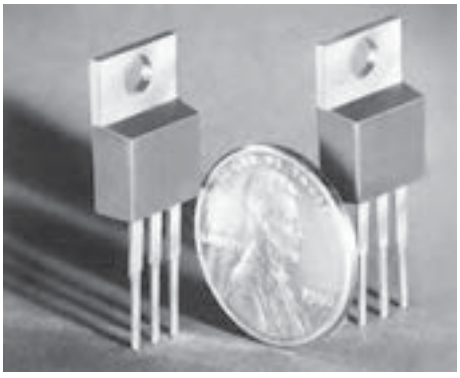


FIGURA 2.6

Rectificadores duales de centro Schottky de 20 y 30 A. Cortesía de Vishay Intertechnology, Inc.

2.6 DIODOS DE CARBURO DE SILICIO

El carburo de silicio (SiC) es un material nuevo para la electrónica de potencia. Sus propiedades físicas superan por mucho las del Si y las del GaAs. Por ejemplo, los diodos Schottky de SiC fabricados por Infineon Technologies [3] tienen pérdidas de potencia ultra bajas y alta confiabilidad. También cuentan con las siguientes propiedades sobresalientes:

- Carecen de tiempo de recuperación inversa.
- Observan un comportamiento de conmutación ultrarrápida.
- Su comportamiento de conmutación no se ve afectado por la temperatura.

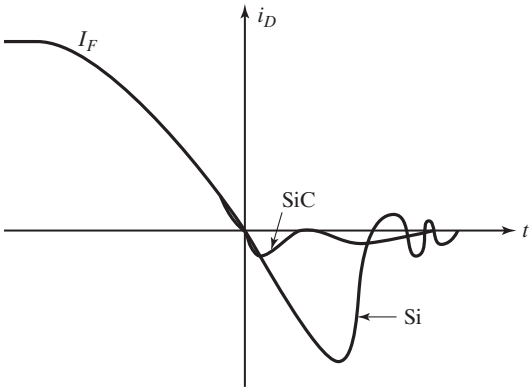


FIGURA 2.7
Comparación del tiempo de recuperación inversa.

La carga de almacenamiento típica Q_{RR} es de 21 nC para un diodo de 600 V, 6 A y de 23 nC para un dispositivo de 600 V, 10 A.

La característica de baja recuperación inversa de los diodos de SiC, como se muestra en la figura 2.7, aparece acompañada por una baja corriente de recuperación inversa. Ahorra energía en muchas aplicaciones como fuentes de potencia, conversión de energía solar, transportes y otras aplicaciones como equipo de soldar y acondicionadores de aire. Los dispositivos de potencia de SiC ofrecen mayor eficiencia, un tamaño menor y alta frecuencia de conmutación, a la vez que producen una interferencia electromagnética (EMI) mucho menor en una gran diversidad de aplicaciones.

2.7 DIODOS SCHOTTKY DE CARBURO DE SILICIO

Los diodos Schottky se utilizan primordialmente en aplicaciones de alta frecuencia y conmutación rápida. Muchos metales pueden crear una barrera Schottky en semiconductores de Si o de GaAs. Un diodo Schottky se forma uniendo una región semiconductora dopada, por lo general del tipo *n*, con un metal como oro, plata o platino. A diferencia del diodo de unión *pn*, hay una unión formada por un metal y el semiconductor, lo que se muestra en la figura 2.8a y su símbolo en la figura 2.8b. El diodo Schottky opera sólo con portadores mayoritarios, y como no hay portadores minoritarios tampoco hay corriente de fuga inversa, como sucede en los diodos de unión *pn*. La región metálica se encarga fuertemente de los electrones de la banda de conducción, y la región semiconductora tipo *n* está levemente dopada. Al someterse a polarización directa los electrones de alta energía de la región *n* se inyectan en la región metálica donde ceden rápidamente su energía excedente. Dado que no existen portadores minoritarios, éste es un diodo de conmutación rápida.

Los diodos Schottky de SiC cuentan con las siguientes características:

- Pérdidas mínimas de conmutación por la baja carga de recuperación inversa;
- Transitorio de corriente o la fase transitoria de corriente totalmente estable, gran confiabilidad y robustez;
- Bajos costos del sistema gracias a los reducidos requerimientos de enfriamiento;
- Diseños de alta frecuencia y soluciones de mayor densidad de potencia.

Estos dispositivos también tienen baja capacitancia de dispositivo que mejora la eficiencia total del sistema, sobre todo a altas frecuencias de conmutación.

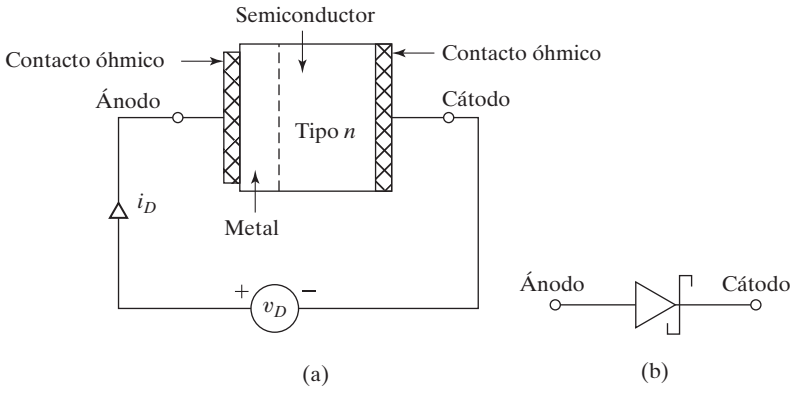


FIGURA 2.8

Estructura interna básica de un diodo Schottky.

2.8 MODELO SPICE DE DIODO

En la figura 2.9b se muestra el modelo SPICE de un diodo [4-6]. La corriente I_D en el diodo que depende de su voltaje está representada por una fuente de corriente. R_s es la resistencia en serie y se debe a la resistencia del semiconductor; también se le conoce como *resistencia masiva* y depende de la cantidad de dopado. Los modelos de señal pequeña y estáticos generados por SPICE se muestran en las figuras 2.9c y 2.9d, respectivamente. C_D es una función no lineal del voltaje v_D en el diodo y es igual a $C_D = dq_d/dv_D$, donde q_d es la carga en la capa de agotamiento. SPICE genera los parámetros de señal pequeña a partir del punto de funcionamiento.

La instrucción de modelo SPICE de un diodo tiene la forma general

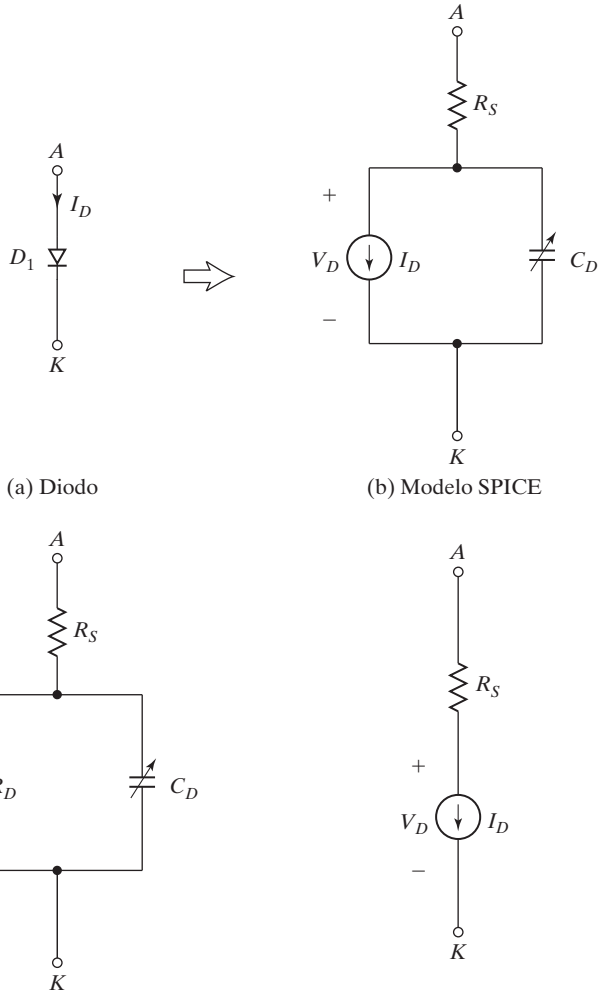
```
.MODEL DNAME D (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ..... PN=VN)
```

DNAME es el nombre del modelo y puede comenzar con cualquier carácter; sin embargo, su tamaño de palabra normalmente se limita a 8. D es el símbolo de tipo de diodo para los diodos. P1, P2,… y V1, V2,… son los parámetros del modelo y sus valores, respectivamente.

Entre los muchos parámetros de diodo, los importantes [5, 8] para conmutación de potencia son:

IS	Corriente de saturación
BV	Voltaje de ruptura inverso
IBV	Corriente de ruptura inversa
TT	Tiempo de tránsito
CJO	Capacitancia *pn* de polarización cero

Dado que los diodos de SiC utilizan un tipo de tecnología totalmente nuevo, el uso de modelos SPICE para diodos de silicio puede presentar una cantidad importante de errores. Sin embargo, los fabricantes [3] proporcionan los modelos SPICE de diodos de SiC.



(a) Diodo (b) Modelo SPICE

(c) Modelo de señal pequeña (d) Modelo estático

FIGURA 2.9

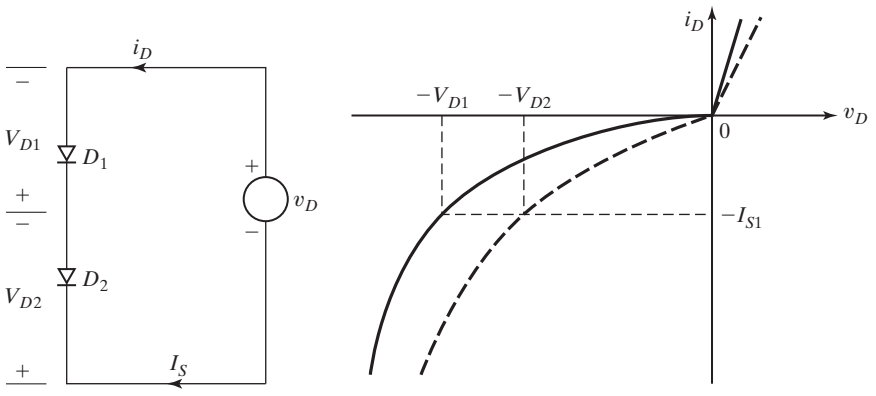
Modelo SPICE de diodo polarizado a la inversa.

Puntos clave de la sección 2.8

- Los parámetros SPICE, los cuales se pueden tomar de las hojas de datos, pueden afectar de manera considerable el comportamiento transitorio de un circuito de conmutación.

2.9 DIODOS CONECTADOS EN SERIE

En muchas aplicaciones de alto voltaje (por ejemplo, líneas de transmisión de corriente directa y alto voltaje [HVDC]) un diodo comercialmente disponible no puede satisfacer la capacidad de voltaje requerida y los diodos se conectan en serie para incrementar las capacidades de bloqueo inverso.



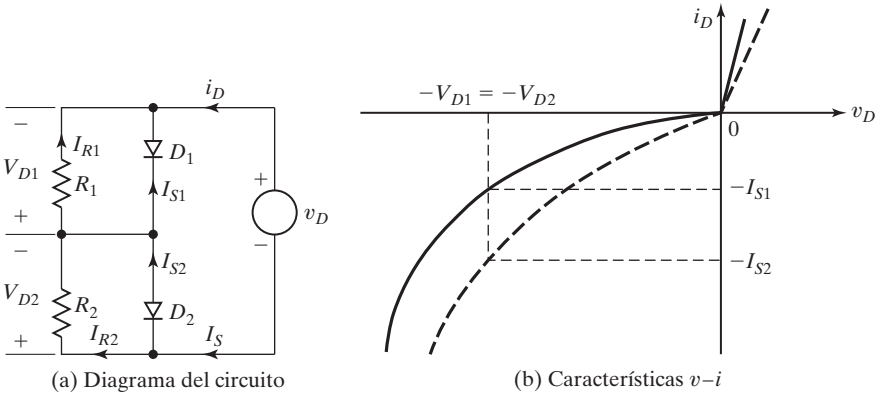
(a) Diagrama del circuito (b) Características v–i

FIGURA 2.10

Dos diodos conectados en serie con polarización inversa.

Consideremos dos diodos conectados en serie como se muestra en la figura 2.10a. Las variables i_D y v_D son la corriente y el voltaje, respectivamente, en la dirección directa; V_{D1} y V_{D2} son los voltajes inversos compartidos por los diodos D_1 y D_2, respectivamente. En la práctica, las características *v-i* del mismo tipo de diodos difieren por las tolerancias en sus procesos de producción. La figura 2.10b muestra dos características *v-i* de tales diodos. En la condición de polarización directa ambos diodos conducen la misma cantidad de corriente, y la caída de voltaje directo de cada diodo sería casi igual. Sin embargo, en la condición de bloqueo inverso cada diodo tiene que conducir la misma corriente de fuga y, por consiguiente, los voltajes de bloqueo pueden ser bastante diferentes.

En la figura 2.11a se muestra una solución sencilla para este problema, la cual consiste en hacer que el voltaje se comparta por igual conectando un resistor a través de cada diodo. Al compartir el voltaje por igual la corriente de fuga de cada diodo sería diferente, como se muestra en la figura 2.11b, porque la corriente de fuga total debe ser compartida por un diodo y su resistor.



(a) Diagrama del circuito (b) Características v–i

FIGURA 2.11

Diodos conectados en serie con características de voltaje compartido en estado estable.

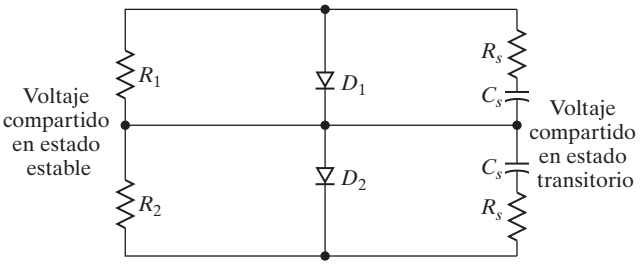


FIGURA 2.12

Diodos en serie con redes que comparten voltaje en condiciones estables y transitorias.

$$I_s = I_{S1} + I_{R1} = I_{S2} + I_{R2} \tag{2.12}$$

Sin embargo, $I_{R1} = V_{D1}/R_1$ e $I_{R2} = V_{D2}/R_2 = V_{D1}/R_2$. La ecuación (2.12) da la relación entre R_1 y R_2 para voltaje compartido por igual como

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{D1}}{R_2} \tag{2.13}$$

Si las resistencias son iguales, entonces $R = R_1 = R_2$ y los voltajes en los dos diodos serían algo diferentes dependiendo de las desigualdades de las dos características *v-i*. Los valores de V_{D1} y V_{D2} se determinan con las ecuaciones (2.14) y (2.15):

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R} \tag{2.14}$$

$$V_{D1} + V_{D2} = V_S \tag{2.15}$$

Los voltajes compartidos en condiciones transitorias (por ejemplo, debido a las cargas de conmutación, las aplicaciones iniciales del voltaje de entrada) se logran conectando capacitores a través de cada diodo, como se muestra en la figura 2.12. La resistencia R_s limita la velocidad de elevación del voltaje de bloqueo.

Ejemplo 2.3 Cómo determinar los resistores que comparten voltaje

La figura 2.11a muestra dos diodos conectados en serie para compartir un voltaje inverso total de $V_D = 5$ kV. Las corrientes de fuga inversas de los dos diodos son $I_{S1} = 30$ mA e $I_{S2} = 35$ mA. (a) Determine los voltajes en los diodos si las resistencias que comparten el voltaje son iguales, $R_1 = R_2 = R = 100$ kΩ. (b) Determine las resistencias que comparten el voltaje R_1 y R_2 si los voltajes en los diodos son iguales, $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2$. (c) Use PSpice para comprobar sus resultados del inciso (a). Los parámetros del modelo PSpice de los diodos son BV = 3 kV e IS = 30 mA para el diodo D_1, e IS = 35 mA para el diodo D_2.

Solución

a. $I_{S1} = 30$ mA, $I_{S2} = 35$ mA, y $R_1 = R_2 = R = 100$ kΩ. $-V_D = -V_{D1} - V_{D2}$ o $V_{D2} = V_D - V_{D1}$. Con la ecuación (2.14),

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R}$$

Sustituyendo $V_{D2} = V_D - V_{D1}$ y despejando el voltaje en el diodo D_1, obtenemos

$$\begin{aligned} V_{D1} &= \frac{V_D}{2} + \frac{R}{2}(I_{S2} - I_{S1}) \\ &= \frac{5\,\text{kV}}{2} + \frac{100\,\text{k}\Omega}{2}(35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3}) = 2750\,\text{V} \end{aligned} \tag{2.16}$$

y $V_{D2} = V_D - V_{D1} = 5\,\text{kV} - 2750 = 2250\,\text{V}$.

b. $I_{S1} = 30\,\text{mA}$, $I_{S2} = 35\,\text{mA}$, y $V_{D1} = V_{D2} = V_D/2 = 2.5\,\text{kV}$. Con la ecuación (2.13),

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R_2}$$

la cual da la resistencia R_2 para un valor conocido de R_1 como

$$R_2 = \frac{V_{D2}R_1}{V_{D1} - R_1(I_{S2} - I_{S1})} \tag{2.17}$$

Suponiendo que $R_1 = 100\,\text{k}\Omega$, obtenemos

$$R_2 = \frac{2.5\,\text{kV} \times 100\,\text{k}\Omega}{2.5\,\text{kV} - 100\,\text{k}\Omega \times (35 \times 10^{-3} - 30 \times 10^{-3})} = 125\,\text{k}\Omega$$

c. El circuito de diodos para la simulación con PSpice se muestra en la figura 2.13. La lista del archivo del circuito es la siguiente:

```
Ejemplo 2.3          Circuito de diodos que comparten el voltaje
VS      1      0     DC      5KV
R       1      2     0.01
R1      2      3     100K
R2      3      0     100K
D1      3      2     MOD1
D2      0      3     MOD2
.MODEL MOD1 D (IS=30MA BV=3KV) ; Parámetros de modelo de diodo
.MODEL MOD2 D (IS=35MA BV=3KV) ; Parámetros de modelo de diodo
.OP                            ; Análisis de punto de funcionamiento
                                 en cd
.END
```

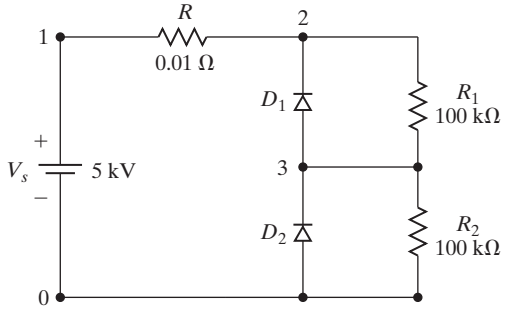


FIGURA 2.13

Circuito de diodos para la simulación PSpice del ejemplo 2.3.

Los resultados de la simulación PSpice son

NOMBRE	D1	D2
ID	−3.00E−02 I_{D1}=−30 mA	−3.50E−02 I_{D2}=−35 mA
VD	−2.75E+03 V_{D1}=−2750 V esperando −2750 V	−2.25E+03 V_{D2}=−2250 V esperando −2250 V
REQ	1.00E+12 R_{D1}=1 GΩ	1.00E+12 R_{D2}=1 GΩ

Nota: SPICE da los mismos voltajes esperados. Se inserta una pequeña resistencia $R = 10\ \text{m}\Omega$ para evitar un error de SPICE debido a un lazo de voltaje de resistencia cero.

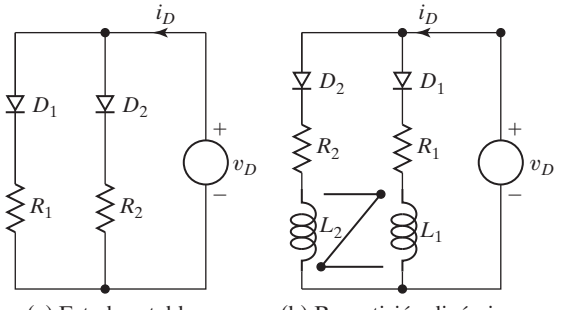
Puntos clave de la sección 2.9

- Cuando se conectan en serie diodos del mismo tipo no comparten el mismo voltaje inverso por las desigualdades en sus características *v-i* inversas. Se requiere que las redes que comparten voltaje lo hagan por igual.

2.10 DIODOS CONECTADOS EN PARALELO

En aplicaciones de alta potencia los diodos se conectan en paralelo para incrementar la capacidad de conducir corriente para satisfacer los requerimientos de corriente deseados. Las reparticiones de corriente de los diodos serían de acuerdo con sus respectivas caídas de voltaje directo. La repartición uniforme de la corriente se logra proporcionando inductancias iguales (por ejemplo, en los cables) o conectando resistores que comparten corriente (lo que puede no ser práctico por las pérdidas de potencia); lo anterior se ilustra en la figura 2.14. Es posible minimizar este problema seleccionando diodos con caídas de voltaje directo iguales o diodos del mismo tipo. Al estar los diodos conectados en paralelo, los voltajes de bloqueo inversos de cada diodo serían los mismos.

Los resistores de la figura 2.14a ayudan a compartir la corriente en condiciones estables. La repartición de la corriente en condiciones dinámicas se logra conectando inductores acoplados como se muestra en la figura 2.14b. Si la corriente a través de D_1 se incrementa, la $L\,di/dt$ a través de L_1 se incrementa y se induce un voltaje correspondiente de polaridad opuesta a través del inductor L_2. El resultado es una trayectoria de baja impedancia a través del diodo D_2 y la corriente se desplaza a D_2. Los inductores pueden generar picos de voltaje y ser caros y voluminosos, sobre todo en condiciones de corrientes altas.



(a) Estado estable (b) Repartición dinámica

FIGURA 2.14
Diodos conectados en paralelo.

Puntos clave de la sección 2.10

- Cuando diodos del mismo tipo se conectan en paralelo, no comparten la misma corriente en estado de conducción debido a las desigualdades en sus características *v-i* directas. Se requiere que las redes que comparten corriente lo hagan por igual.

2.11 CARGA *RC* CONMUTADA POR DIODO

La figura 2.15a muestra un circuito de diodo con una carga *RC*. Por simplicidad, los diodos se consideran ideales. Por "ideal" se entiende que el tiempo de recuperación inversa t_{rr} y la caída de voltaje directo V_D son insignificantes. Es decir, $t_{rr} = 0$ y $V_D = 0$. El voltaje fuente V_S es un voltaje constante de cd. Cuando el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, la corriente de carga i que fluye a través del capacitor se calcula con

$$V_s = v_R + v_c = v_R + \frac{1}{C}\int_{t_0}^{t} i\,dt + v_c(t = 0) \tag{2.18}$$

$$v_R = Ri \tag{2.19}$$

Con la condición inicial $v_c\,(t = 0) = 0$, la solución de la ecuación (2.18) (la cual se deriva en el Apéndice D, ecuación D.1) da la corriente de carga i como

$$i(t) = \frac{V_s}{R}e^{-t/RC} \tag{2.20}$$

El voltaje v_c en el capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i\,dt = V_s(1 - e^{-t/RC}) = V_s(1 - e^{-t/\tau}) \tag{2.21}$$

donde $\tau = RC$ es la constante de tiempo de una carga *RC*. La velocidad de cambio del voltaje del capacitor es

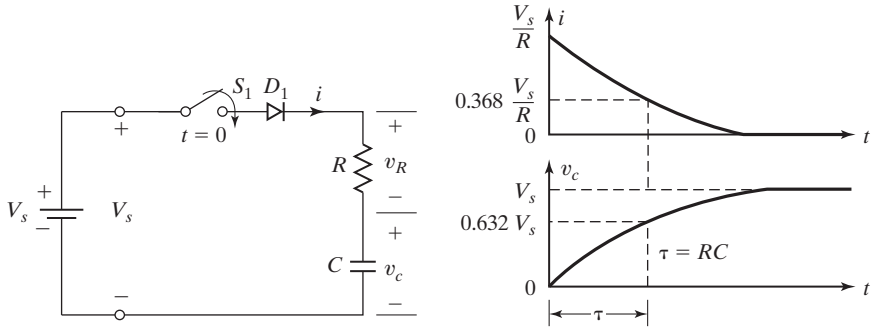
$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{V_s}{RC}e^{-t/RC} \tag{2.22}$$

y la velocidad inicial de cambio del voltaje del capacitor (en el instante $t = 0$) se obtiene con la ecuación (2.22)

$$\left.\frac{dv_c}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{RC} \tag{2.23}$$

Observemos que cuando el interruptor se cierra en el instante $t = 0$, el voltaje a través del capacitor es cero. El voltaje V_S de alimentación de cd aparecerá en la resistencia R y la corriente se elevará instantáneamente a V_S/R. Es decir, la inicial $di/dt = \infty$.

Nota: Como la corriente i en la figura 2.15a es unidireccional y no tiende a cambiar su polaridad, el diodo no tiene ningún efecto sobre el funcionamiento del circuito.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 2.15

Circuito de diodo con una carga *RC*.

Puntos clave de la sección 2.11

- La corriente de un circuito *RC* que sube o cae exponencialmente con una constante de tiempo de circuito no invierte su polaridad. La *dv*/*dt* inicial de un capacitor de carga en un circuito *RC* es V_s/RC.

Ejemplo 2.4 Cómo determinar la corriente pico y la pérdida de energía en un circuito *RC*

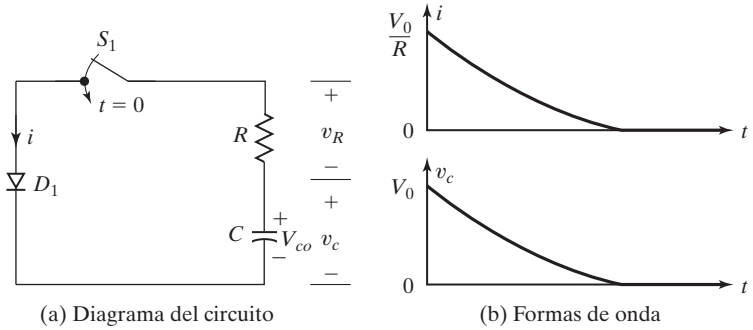
En la figura 2.16a se muestra un circuito de diodo con $R = 44\ \Omega$ y $C = 0.1\ \mu$F. El capacitor tiene un voltaje inicial $V_{c0} = V_c(t = 0) = 220$ V. Si se cierra el interruptor S_1 en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente pico en el diodo (b) la energía disipada en el resistor R, y (c) el voltaje en el capacitor en el instante $t = 2\ \mu$s.

Solución

En la figura 2.16b se muestran las formas de onda.

a. Se puede utilizar la ecuación (2.20) con $V_s = V_{c0}$ y la corriente pico I_p en el diodo es

$$I_P = \frac{V_{c0}}{R} = \frac{220}{44} = 5\,\text{A}$$



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 2.16

Circuito de diodo con una carga *RC*.

b. La energía W disipada es

$$W = 0.5CV_{c0}^2 = 0.5 \times 0.1 * 10^{-6} \times 220^2 = 0.00242\,\text{J} = 2.42\,\text{mJ}$$

c. Con $RC = 44 \times 0.1\ \mu = 4.4\ \mu\text{s}$ y $t = t_1 = 2\ \mu\text{s}$, el voltaje en el capacitor es

$$v_c(t = 2\,\mu\text{s}) = V_{c0}e^{-t/RC} = 220 \times e^{-2/4.4} = 139.64\,\text{V}$$

Nota: Como la corriente es unidireccional, el diodo no afecta el funcionamiento del circuito.

2.12 CARGA *RL* CONMUTADA POR DIODO

En la figura 2.17a se muestra un circuito de diodo con una carga RL. Cuando el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, la corriente i a través del inductor se incrementa y se expresa como

$$V_s = v_L + v_R = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{2.24}$$

Con la condición inicial $i(t = 0) = 0$, la solución de la ecuación (2.24) (la cual se resuelve en el Apéndice D, ecuación D.2) resulta

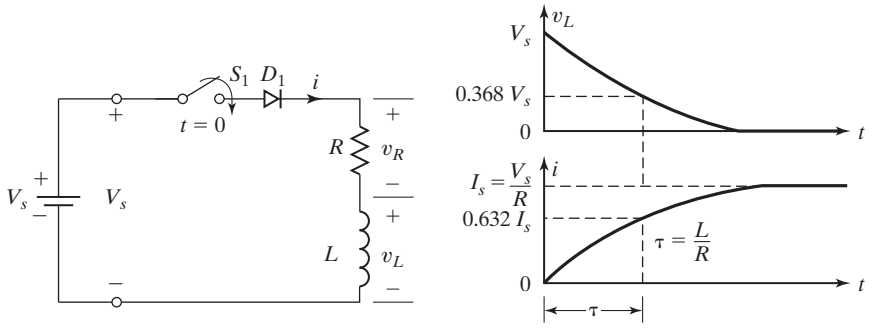
$$i(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-tR/L}) \tag{2.25}$$

La velocidad de cambio de esta corriente se obtiene con la ecuación (2.25) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L}e^{-tR/L} \tag{2.26}$$

y la velocidad inicial de elevación de la corriente (en el instante $t = 0$) se obtiene con la ecuación (2.26):

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \tag{2.27}$$



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 2.17
Circuito de diodo con una carga RL.

El voltaje v_L a través del inductor es

$$v_L(t) = L\frac{di}{dt} = V_s e^{-tR/L} \tag{2.28}$$

donde $L/R = \tau$ es la constante de tiempo de una carga *RL*.

Observemos que cuando el interruptor se cierra en el instante $t = 0$, la corriente es cero y el voltaje a través de la resistencia R es cero. El voltaje de alimentación V_S de cd aparecerá a través del inductor L. Es decir

$$V_S = L\frac{di}{dt}$$

el cual da la velocidad inicial de cambio de la corriente como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L}$$

la cual es igual a la ecuación (2.27). Si no hubiera inductor, la corriente se elevaría instantáneamente. Pero debido al inductor la corriente se elevará con una pendiente inicial de V_S/L y la corriente se puede aproximar a $i = V_S{*}t/L$.

Nota: D_1 está conectado en serie con el interruptor y evitará cualquier flujo de corriente negativa a través del interruptor si hay un voltaje de alimentación de entrada de ca, pero no es aplicable para una fuente de cd. Normalmente, un interruptor electrónico (BJT o MOSFET o IGBT) no permitirá el flujo de corriente inversa. El interruptor, junto con el diodo D_1, emula el comportamiento de conmutación de un interruptor electrónico.

Las formas de onda del voltaje v_L y la corriente se muestran en la figura 2.17b. Si $t \gg L/R$, el voltaje a través del inductor tiende a cero y su corriente alcanza un valor de estado estable de $I_s = V_s/R$. Si luego se hace un intento de abrir el interruptor S_1, la energía almacenada en el inductor ($= 0.5Li^2$) se transformará en un alto voltaje inverso a través del interruptor y el diodo. Esta energía se disipa en forma de chispas a través del interruptor; es probable que el diodo D_1 se dañe en este proceso. Para superar semejante situación se conecta un diodo comúnmente conocido como *diodo de conducción libre* a través de una carga inductiva, como se muestra en la figura 2.24a.

Nota: Como la corriente i que aparece en la figura 2.17a es unidireccional y no tiende a cambiar su polaridad, el diodo no tiene ningún efecto en el funcionamiento del circuito.

Puntos clave de la sección 2.12

- La corriente de un circuito *RL* que se eleva o cae exponencialmente con una constante de tiempo de circuito sin invertir su polaridad. La *di*/*dt* inicial en un circuito *RL* es V_s/L.

Ejemplo 2.5 Cómo determinar la corriente de estado estable y la energía almacenada en un inductor

En la figura 2.17a se muestra un circuito *RL* de diodo con $V_S = 220$ V, $R = 40\ \Omega$, y $L = 5$ mH. El inductor no tiene corriente inicial. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente de estado estable en el diodo, (b) la energía almacenada en el inductor, y (c) la *di*/*dt* inicial.

Solución

Las formas de onda se muestran en la figura 2.17b.

a. Se puede utilizar la ecuación (2.25) con $t = \infty$ y la corriente pico de estado estable es

$$I_P = \frac{V_S}{R} = \frac{220}{4} = 55\,\text{A}$$

b. La energía guardada en el inductor en el estado estable y en el instante t que tiende a ∞ es

$$W = 0.5\,\text{L}\,\text{I}_\text{P}^2 = 0.5 \times 5 \times 10^{-3}55^2 = 7.563\,\text{mJ}$$

c. Se puede usar la ecuación (2.26) para determinar la di/dt inicial como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_S}{L} = \frac{220}{5 \times 10^{-3}} = 44\,\text{A/ms}$$

d. Con $L/R = 5\,\text{mH}/4 = 1.25\,\text{ms}$ y $\tau = t_1 = 1\,\text{ms}$, la ecuación (2.25) da la corriente en el inductor como

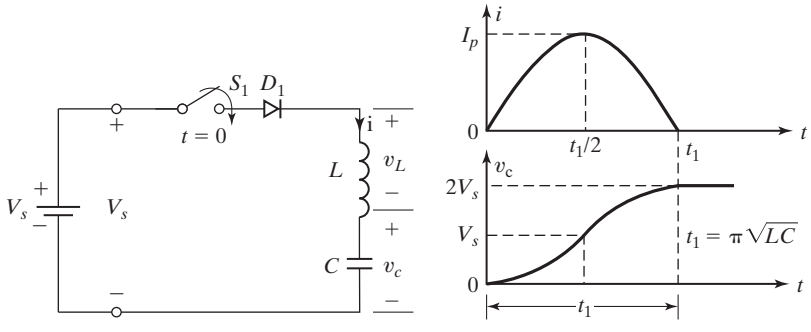
$$i(\,t = 1\,\text{ms}) = \frac{V_S}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) = \frac{220}{4} \times \left(1 - e^{-1/1.25}\right) = 30.287\,\text{A}$$

2.13 CARGA *LC* CONMUTADA POR DIODO

En la figura 2.18a se muestra un circuito de diodo con una carga *LC*. El voltaje de fuente V_s es un voltaje constante de cd. Cuando se cierra el interruptor S_1 en el instante $t = 0$, la corriente de carga i del capacitor se expresa como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int_{t_0}^{t} i\,dt + v_c(\,t = 0) \tag{2.29}$$

Con las condiciones iniciales $i(t = 0)$ y $v_c(t = 0)$, se puede despejar la ecuación (2.29) para la corriente i del capacitor como (en el Apéndice D, ecuación D.3)



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 2.18

Circuito de diodo con una carga *LC*.

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\,\omega_0 t \tag{2.30}$$

$$= I_p\,\text{sen}\,\omega_0 t \tag{2.31}$$

donde $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ y la corriente pico I_p es

$$I_p = V_s\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{2.32}$$

La velocidad de subida de la corriente se obtiene con la ecuación (2.30) como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L}\cos\omega_0 t \tag{2.33}$$

y la ecuación (2.33) da la velocidad de subida inicial de la corriente (en el instante $t = 0$) como

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s}{L} \tag{2.34}$$

El voltaje v_c a través del capacitor se obtiene como

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V_s(1 - \cos\omega_0 t) \tag{2.35}$$

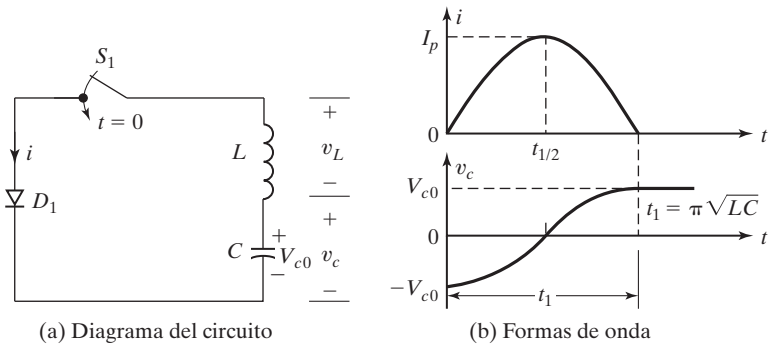
En el instante $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$, la corriente i en el diodo cae a cero y el capacitor se carga a $2V_s$. En la figura 2.18b se muestran las formas de onda del voltaje v_L y la corriente i.

Notas:

- Como no hay resistencia en el circuito, no puede haber pérdida de energía. Por consiguiente, sin resistencia, la corriente de un circuito *LC* oscila y la energía se transfiere de *C* a *L* y viceversa.
- D_1 se conecta en serie con el interruptor e impedirá que a través de éste fluya corriente negativa. Sin el diodo, el circuito *LC* continuará oscilando por siempre. Normalmente un interruptor electrónico (BJT, MOSFET o IGBT) no permitirá el flujo inverso de la corriente. El interruptor, junto con el diodo D_1, emula el comportamiento de conmutación de un interruptor electrónico.
- La salida del capacitor *C* se puede conectar a otros circuitos similares que incluyan un interruptor, y un diodo conectado en serie con un *L* y un *C* para obtener múltiplos del voltaje de alimentación de cd V_S. Esta técnica se utiliza para generar un alto voltaje para aplicaciones de potencia pulsante y superconducción.

Ejemplo 2.6 Cómo determinar el voltaje y la corriente en un circuito LC

En la figura 2.19a se muestra un circuito de diodo con una carga *LC* donde el capacitor tiene un voltaje inicial, $V_c\,(t = 0) = -V_{c0} = V_0 - 220$ V; capacitancia, $C = 20\ \mu$F, e inductancia $L = 80\ \mu$H.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 2.19
Circuito de diodo con una carga *LC*.

Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente pico a través del diodo; (b) el tiempo de conducción del diodo, y (c) el voltaje de estado estable final del capacitor.

Solución

a. Con la *ley del voltaje de Kirchhoff* (KVL), podemos escribir la ecuación para la corriente i como

$$L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int_{t_0}^{t} i\,dt + v_c(t = 0) = 0$$

y la corriente i con las condiciones iniciales de $i(t = 0) = 0$ y $v_c(t = 0) = -V_{c0}$ se despeja como

$$i(t) = V_{c0}\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\,\omega_0 t$$

donde $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^6/\sqrt{20 \times 80} = 25{,}000$ rad/s. La corriente pico I_p es

$$I_p = V_{c0}\sqrt{\frac{C}{L}} = 220\sqrt{\frac{20}{80}} = 110\,\text{A}$$

b. Con $t = t_1 = \pi\sqrt{LC}$, la corriente en el diodo se vuelve cero y el tiempo de conducción t_1 del diodo es

$$t_1 = \pi\sqrt{LC} = \pi\sqrt{20 \times 80} = 125.66\,\mu\text{s}$$

c. Es fácil demostrar que el voltaje en el capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i\,dt - V_{c0} = -V_{c0}\cos\,\omega_0 t$$

Con $t = t_1 = 125.66$ μs, $v_c(t = t_1) = -220 \cos \pi = -220$ V.

Nota: Éste es un ejemplo de inversión de la polaridad de un capacitor. Algunas aplicaciones suelen requerir un voltaje con polaridad opuesta al voltaje disponible.

Puntos clave de la sección 2.13

- La corriente de un circuito *LC* experimenta oscilaciones resonantes con un valor pico de $V_S\,(C/L)$. El diodo D_1 el flujo inverso de la corriente y el capacitor se carga a $2V_S$.

2.14 CARGA *RLC* CONMUTADA POR DIODO

En la figura 2.20 se muestra un circuito de diodo con una carga *RLC*. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, podemos utilizar la ley del voltaje de Kirchhoff para escribir la ecuación para la corriente i en la carga como

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) = V_s \tag{2.36}$$

con las condiciones iniciales $i(t = 0)$ y $v_c(t = 0) = V_{c0}$. Al diferenciar la ecuación (2.36) y dividir ambos miembros entre L se obtiene la ecuación característica

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \tag{2.37}$$

En condiciones finales estables, el capacitor se carga al voltaje de la fuente V_s y la corriente estable es cero. El componente forzado de la corriente en la ecuación (2.37) también es cero. La corriente se debe al componente natural.

La ecuación característica en el dominio de s de Laplace es

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \tag{2.38}$$

y las raíces de la ecuación cuadrática (2.38) están dadas por

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \tag{2.39}$$

Definamos dos propiedades importantes de un circuito de segundo orden: el *factor de amortiguamiento*,

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{2.40}$$

y la *frecuencia de resonancia*,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.41}$$

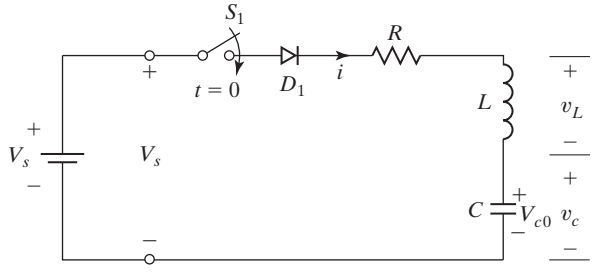


FIGURA 2.20

Circuito de diodo con una carga *RLC*.

Si sustituimos las definiciones anteriores en la ecuación (2.39) obtenemos

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \tag{2.42}$$

La solución para la corriente, la cual depende de los valores de α y ω_0, seguiría uno de los tres casos posibles.

Caso 1. Si $\alpha = \omega_0$, las raíces son iguales, $s_1 = s_2$, y el circuito se conoce como *críticamente amortiguado*. La solución adopta la forma

$$i(t) = (A_1 + A_2 t)\, e^{s_1 t} \tag{2.43}$$

Caso 2. Si $\alpha > \omega_0$, las raíces son reales y se dice que el circuito está *sobreamortiguado*. La solución adopta la forma

$$i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \tag{2.44}$$

Caso 3. Si $\alpha < \omega_0$, las raíces son complejas y se dice que el circuito está *subamortiguado*. Las raíces son

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_r \tag{2.45}$$

donde ω_r se conoce como *frecuencia de repique* (o frecuencia resonante amortiguada) y ω_r $\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$. La solución adopta la forma

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_r t + A_2 \operatorname{sen} \omega_r t) \tag{2.46}$$

la cual es una *sinusoide amortiguada* o *decadente*.

Se utiliza un circuito *RLC* subamortiguado conmutado para convertir un voltaje de fuente de cd en un voltaje de ca a la frecuencia resonante amortiguada. Este método se estudia con mayor detalle en el capítulo 7.

Notas:

- Las constantes A_1 y A_2 se determinan a partir de las condiciones iniciales del circuito. Para despejar dos constantes se requieren dos ecuaciones limitantes con las condiciones iniciales $i(t = 0)$ y $di/dt(t = 0)$. La razón de α/ω_0 se conoce comúnmente como la *razón amortiguada*, $\delta = R/2\sqrt{C/L}$. Por lo general los circuitos electrónicos de potencia están subamortiguados de modo que la corriente en el circuito es casi senoidal, para producir una salida de ca casi senoidal o para apagar un dispositivo semiconductor de potencia.
- En condiciones críticas y subamortiguadas, la corriente $i(t)$ no oscilará y no se requiere el diodo.
- Las ecuaciones (2.43), (2.44) y (2.26) son las formas generales para la solución de cualesquier ecuaciones diferenciales de segundo grado. La forma particular de la solución dependerá de los valores de R, L y C.

Ejemplo 2.7 Cómo determinar la corriente en un circuito *RLC*

El circuito *RLC* de segundo grado de la figura 2.20 tiene una fuente de voltaje de cd, $V_s = 220$ V, inductancia $L = 2$ mH, capacitancia $C = 0.05$ μF, y resistencia $R = 160\ \Omega$. El valor inicial del voltaje del capacitor es $v_c(t = 0) = V_{c0} = 0$ y corriente $i(t = 0) = 0$. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$,

determine (a) una expresión para la corriente $i(t)$, y (b) el tiempo de conducción del diodo. (c) Trace un bosquejo de $i(t)$. Use PSpice para trazar la corriente instantánea i con $R = 50\ \Omega$, $160\ \Omega$, y $320\ \Omega$.

Solución

a. Según la ecuación (2.40), $\alpha = R/2L = 160 \times 10^3/(2 \times 2) = 40\,000$ rad/s, y según la ecuación (2.41) $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^5$ rad/s. La frecuencia de repique o resonante se vuelve

$$\omega_r = \sqrt{10^{10} - 16 \times 10^8} = 91{,}652\,\text{rad/s}$$

Como $\alpha < \omega_0$, el circuito está subamortiguado y la solución es de la forma

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_r t + A_2 \operatorname{sen} \omega_r t)$$

Con $t = 0$, $i(t = 0) = 0$ y resulta $A_1 = 0$. La solución es

$$i(t) = e^{-\alpha t} A_2 \operatorname{sen} \omega_r t$$

La derivada de $i(t)$ es

$$\frac{di}{dt} = \omega_r \cos \omega_r t\, A_2 e^{-\alpha t} - \alpha \operatorname{sen} \omega_r t\, A_2 e^{-\alpha}$$

Cuando el interruptor se cierra en el instante $t = 0$, el capacitor ofrece una baja impedancia y el inductor una alta impedancia. La velocidad inicial de subida de la corriente está limitada sólo por el inductor L. Entonces con $t = 0$, la derivada di/dt del circuito es V_s/L. Por consiguiente,

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \omega_r A_2 = \frac{V_s}{L}$$

la cual da la constante como

$$A_2 = \frac{V_s}{\omega_r L} = \frac{220 \times 1{,}000}{91{,}652 \times 2} = 1.2\,\text{A}$$

La expresión final para la corriente $i(t)$ es

$$i(t) = 1.2 \operatorname{sen}(91{,}652t)\, e^{-40{,}000t}\,\text{A}$$

b. El tiempo de conducción t_1 del diodo se obtiene cuando $i = 0$. Es decir,

$$\omega_r t_1 = \pi \quad \text{o} \quad t_1 = \frac{\pi}{91{,}652} = 34.27\ \mu\text{s}$$

c. La figura 2.21 muestra el bosquejo de la forma de onda de la corriente.

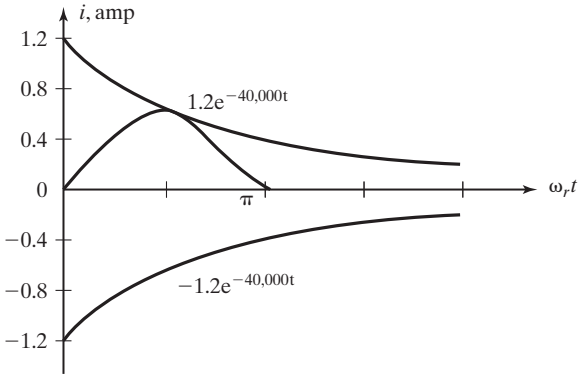
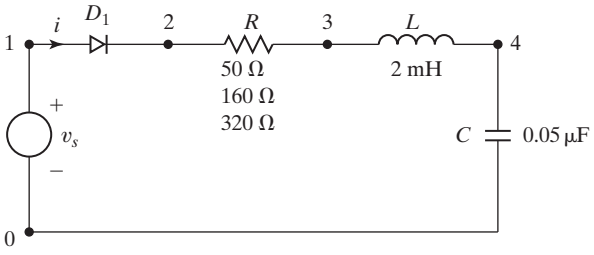
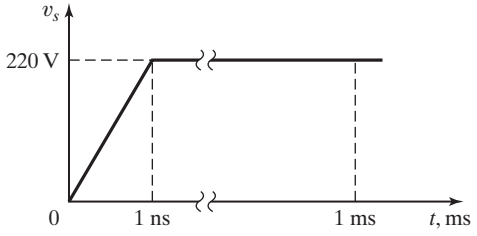


FIGURA 2.21

Forma de onda de corriente para el ejemplo 2.7.



(a) Circuito



(b) Voltaje de entrada

FIGURA 2.22

Circuito *RLC* para simulación con PSpice.

d. En la figura 2.22 se muestra el circuito para la simulación con PSpice [4]. La lista del archivo del circuito es la siguiente

```
Ejemplo 2.7     Circuito RLC con Diodo
.PARAM  VALU = 160                        ; Definir parámetro VALU
.STEP   PARAM   VALU LIST 50 160 320      ; Variar parámetro VALU
VS      1   0    PWL (0 0 INS 220V 1MS 220V) ; Lineal por partes
R       2   3    {VALU}                   ; Resistencia variable
L       3   4    2MH
C       4   0    0.05UF
D1      1   2    DMOD                     ; Diodo con modelo DMOD
.MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1800V)       ; Parámetros del modelo de
                                            diodo
.TRAN 0.1US 60US                          ; Análisis transitorio
.PROBE                                    ; Postprocesador gráfico
.END
```

En la figura 2.23 se muestra la gráfica PSpice de la corriente $I(R)$ a través de la resistencia R. La corriente depende de la resistencia R. Con un valor alto de R, la corriente se amortigua más, y con un valor bajo tiende más hacia una senoide. Con $R = 0$, la corriente pico es $V_s\sqrt{(C/L)} = 220 \times (0.05\ \mu/2\text{m}) = 1.56$ A. Un diseñador de circuitos podría seleccionar un valor de razón de amortiguamiento y los valores de R, L y C para generar la forma deseada de la forma de onda y la frecuencia de salida.

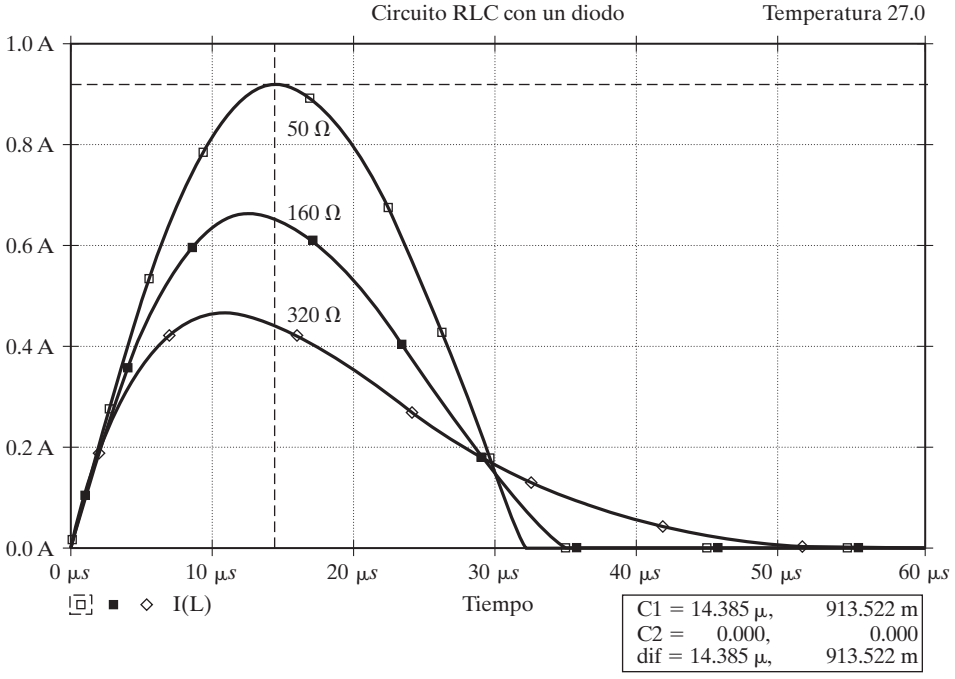


FIGURA 2.23
Gráficas del ejemplo 2.7.

Puntos clave de la sección 2.14

- La corriente de un circuito *RLC* depende de la razón de amortiguamiento $\delta = (R/2)(C/L)$. Los circuitos electrónicos de potencia suelen estar subamortiguados de modo que la corriente en el circuito es casi senoidal.

2.15 DIODOS DE CONDUCCIÓN LIBRE CON CARGA *RL* CONMUTADA

Si el interruptor S_1 que se muestra en la figura 2.24a se cierra durante el tiempo t_1, se establece una corriente a través de la carga; luego, si el interruptor se abre se debe proporcionar una trayectoria para la corriente en la carga inductiva. De lo contrario, la energía inductiva induce un voltaje muy alto y esta energía se disipa como calor en forma de chispas a través del interruptor. Esto se suele hacer conectando un diodo D_m como se muestra en la figura 2.24a, el cual se conoce como *diodo de conducción libre*. El diodo D_m se requiere para probar una trayectoria para la corriente de carga inductiva. El diodo D_1 se conecta en serie con el interruptor e impedirá cualquier flujo de corriente negativa a través del interruptor si hay un voltaje de alimentación de entrada de ca. Pero para alimentación de cd, como se muestra en la figura 2.24a, no hay necesidad del diodo D_1. El interruptor, junto con el diodo D_1, imita el comportamiento de conmutación de un interruptor electrónico.

En el instante $t = 0 +$ (después de un tiempo finito, en el momento en que el reloj se pone en marcha después de cero), el interruptor se acaba de cerrar y la corriente aún está en cero. Sin un inductor, la corriente se elevaría al instante; pero con el inductor la corriente se elevará exponencialmente con una pendiente inicial de V_s/L, como lo da la ecuación (2.27).

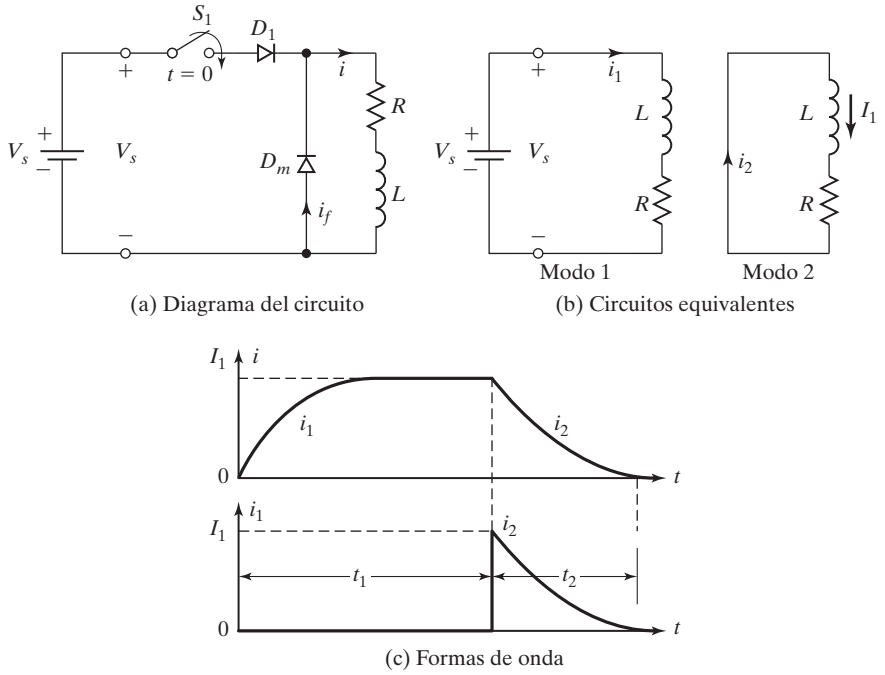


FIGURA 2.24

Circuito con un diodo de conducción libre.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el interruptor se cierra en el instante $t = 0$, y el modo 2 empieza cuando el interruptor se abre. En la figura 2.24b se muestran los circuitos equivalentes de ambos modos. Las variables i_1 e i_2 se definen como las corrientes instantáneas en modo 1 y modo 2, respectivamente; t_1 y t_2 son las duraciones correspondientes de estos modos.

Modo 1. Durante este modo la corriente i_1 en el diodo, la cual es similar a la de la ecuación (2.25), es

$$i_1(t) = \frac{V_s}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) \tag{2.47}$$

Cuando el interruptor se abre en el instante $t = t_1$ (al final de este modo), la corriente en ese instante es

$$I_1 = i_1(t = t_1) = \frac{V_s}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) \tag{2.48}$$

Si el tiempo t_1 es lo bastante largo, la corriente prácticamente alcanza una corriente en estado estable de $I_s = V_s/R$ que fluye a través de la carga.

Modo 2. Este modo comienza cuando el interruptor se abre y la corriente de carga empieza a fluir a través del diodo D_m de conducción libre. Redefiniendo el origen del tiempo al comienzo de este modo, la corriente a través del diodo de conducción libre se determina con

$$0 = L\frac{di_2}{dt} + Ri_2 \tag{2.49}$$

con la condición inicial $i_2(t = 0) = I_s$. La solución de la ecuación (2.49) da la corriente de conducción libre $i_f = i_2$ como

$$i_2(t) = I_1 e^{-tR/L} \tag{2.50}$$

y en el instante $t = t_2$ esta corriente decae exponencialmente a casi cero siempre que $t_2 \gg L/R$. Las formas de onda de las corrientes se muestran en la figura 2.24c.

Nota: La figura 2.24c muestra que en los instantes t_1 y t_2, las corrientes han alcanzado las condiciones estables. Éstos son los casos extremos. Normalmente un circuito opera en condiciones cero, de modo que la corriente permanece continua.

Ejemplo 2.8 Cómo determinar la energía almacenada en un inductor con un diodo de conducción libre

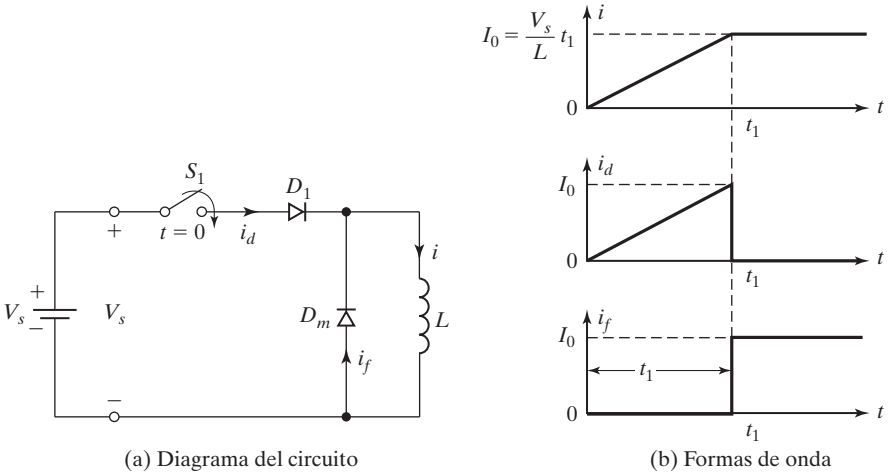
En la figura 2.24a la resistencia es insignificante ($R = 0$), el voltaje de la fuente es $V_s = 220$ V (constante de tiempo), y la inductancia de la carga es $L = 220$ μH. (a) Trace la forma de onda de la corriente a través de la carga si el interruptor se cierra durante $t_1 = 100$ μs y luego se abre. (b) Determine la energía final guardada en el inductor de carga.

Solución

a. El diagrama del circuito se muestra en la figura 2.25a, con una corriente inicial cero. Cuando se cierra el circuito en el instante $t = 0$, la corriente en la carga sube linealmente y se expresa como

$$i(t) = \frac{V_s}{L}t$$

y cuando $t = t_1$, $I_0 = V_s t_1/L = 200 \times 100/220 = 100$ A.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 2.25

Circuito de diodo con carga *L*.

b. Cuando el interruptor S_1 se abre en el instante $t = t_1$, la corriente de carga comienza a fluir a través del diodo D_m. Como no hay ningún elemento disipativo (resistivo) en el circuito, la corriente de carga permanece constante en $I_0 = 100$ A y la energía almacenada en el inductor es $0.5L_0 = 1.1$ J. La figura 2.25b muestra las formas de onda de la corriente.

Puntos clave de la sección 2.15

- Si la carga es inductiva, se debe conectar un diodo antiparalelo conocido como diodo de conducción libre a través de la carga a fin de proporcionar una trayectoria para que fluya la corriente inductiva. De lo contrario, la energía puede quedar atrapada en una carga inductiva.

2.16 RECUPERACIÓN DE LA ENERGÍA ATRAPADA CON UN DIODO

En el circuito ideal [7] sin pérdidas de la figura 2.25a, la energía almacenada en el inductor se queda atrapada ahí porque no hay resistencia en el circuito. En un circuito práctico es recomendable mejorar la *eficiencia* con el regreso de la energía almacenada a la fuente de abastecimiento. Esto se puede hacer agregando al inductor un segundo devanado y conectando un diodo D_1, como se muestra en la figura 2.26a. El inductor y el devanado secundario se comportan como un transformador. El secundario del transformador se conecta de tal modo que si v_1 es positivo, v_2 sea negativo con respecto a v_1 y viceversa. El devanado secundario que facilita el regreso de la energía almacenada a la fuente a través del diodo D_1 se conoce como *devanado de retroalimentación*. Suponiendo un transformador con inductancia magnetización L_{m}, el circuito equivalente es el que se muestra en la figura 2.26b.

Si el diodo y el voltaje secundario (voltaje de suministro) se refieren al lado primario del transformador, el circuito equivalente es como se muestra en la figura 2.26c. Los parámetros i_1 e i_2 definen las corrientes primaria y secundaria del transformador, respectivamente.

La *relación de vueltas* de un transformador ideal se define como

$$a = \frac{N_2}{N_1} \tag{2.51}$$

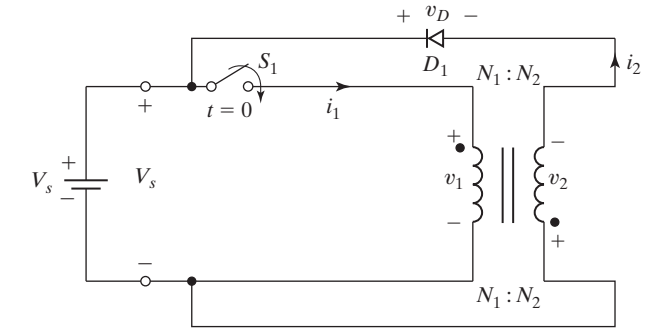
El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$ y el modo 2 comienza cuando el interruptor se abre. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 2.27a, con t_1 y t_2 las duraciones del modo 1 y el modo 2, respectivamente.

Modo 1. Durante este modo el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$. El diodo D_1 se polariza a la inversa y la corriente a través de él (corriente secundaria) es $ai_2 = 0$ o $i_2 = 0$. Con la ley del voltaje de Kirchhoff en la figura 2.27a para el modo 1, $V_s = (v_D - V_s)/a$, y ésta proporciona el voltaje inverso en el diodo como

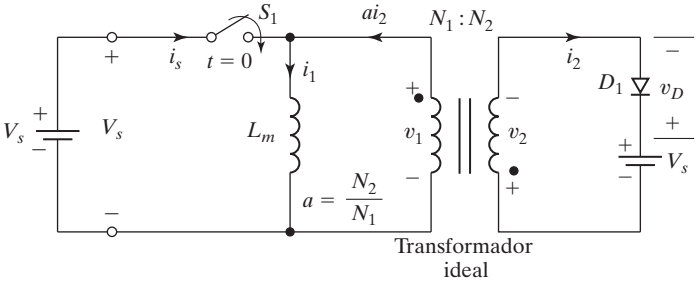
$$v_D = V_s(1 + a) \tag{2.52}$$

Suponiendo que no hay corriente inicial en el circuito, la corriente del primario es la misma que la corriente en el interruptor i_s y se expresa como

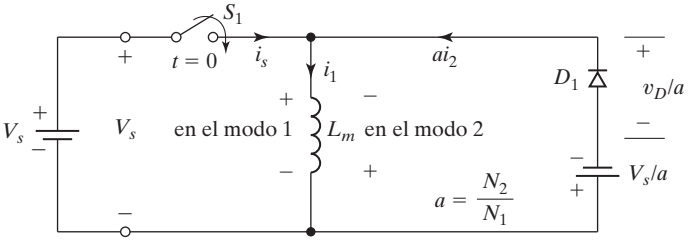
$$V_s = L_m \frac{di_1}{dt} \tag{2.53}$$



(a) Diagrama del circuito



(b) Circuito equivalente



(c) Circuito equivalente, referido al lado primario

FIGURA 2.26

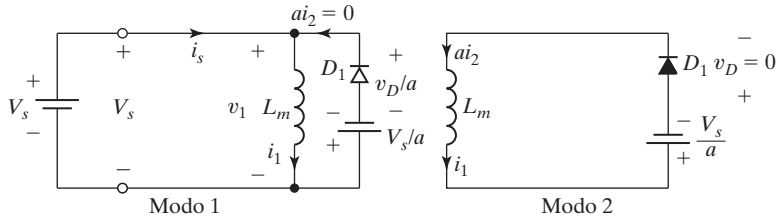
Circuito con diodo de recuperación de energía. [Ref. 7, S. Dewan].

la cual da

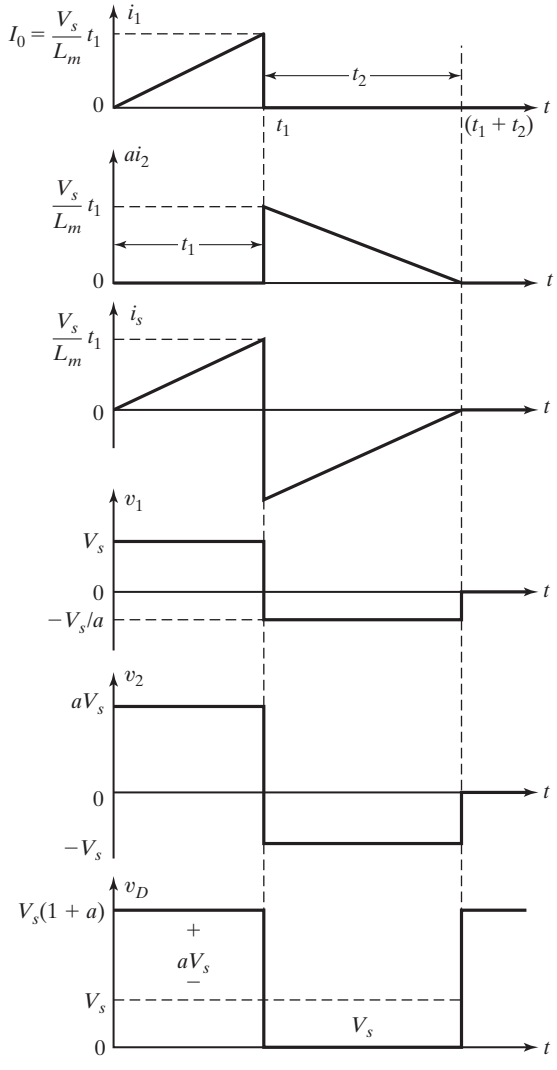
$$i_1(t) = i_s(t) = \frac{V_s}{L_m} t \quad \text{para} \quad 0 \le t \le t_1 \tag{2.54}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_1$ y termina cuando el interruptor se abre en el instante $t = t_1$. Al final de este modo la corriente del primario es

$$I_0 = \frac{V_s}{L_m} t_1 \tag{2.55}$$



(a) Circuito equivalente



(b) Formas de onda

FIGURA 2.27

Circuitos equivalentes y formas de onda.

Modo 2. Durante este modo el interruptor se abre, el voltaje a través del inductor se invierte y el diodo D_1 se polariza en sentido directo. Una corriente fluye a través del secundario del transformador y la energía almacenada en el inductor se regresa a la fuente. Al aplicar la ley del voltaje de Kirchhoff y redefinir el origen del tiempo al inicio de este modo, la corriente del primario se define como

$$L_m \frac{di_1}{dt} + \frac{V_s}{a} = 0 \tag{2.56}$$

con la condición inicial $i_1(t = 0) = I_0$, podemos determinar la corriente como

$$i_1(t) = -\frac{V_s}{aL_m} t + I_0 \quad \text{con} \quad 0 \le t \le t_2 \tag{2.57}$$

El tiempo de conducción del diodo D_1 se determina a partir de la condición $t_1(t = t_2) = 0$ de la ecuación (2.57) y es

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = at_1 \tag{2.58}$$

El modo 2 es válido con $0 \le t \le t_2$. Al final de este modo con $t = t_2$ toda la energía almacenada en el inductor L_m se regresa a la fuente. En la figura 2.27b se muestran las diversas formas de onda de las corrientes y del voltaje con $a = 10/6$.

Ejemplo 2.9 Cómo determinar la energía a recuperar en un inductor con un diodo de retroalimentación

En el circuito de recuperación de energía de la figura 2.26a, la inductancia de magnetización del transformador es $L_m = 250\ \mu\text{H}$, $N_1 = 10$ y $N_2 = 100$. Las inductancias y resistencias de "fuga" del transformador son insignificantes. El voltaje de fuente es $V_s = 220$ V y no hay corriente inicial en el circuito. Si el interruptor S_1 se cierra durante un tiempo $t_1 = 50\ \mu\text{s}$ y luego se abre (a) determine el voltaje inverso del diodo D_1; (b) calcule el valor pico de la corriente del primario; (c) calcule el valor pico de la corriente del secundario; (d) determine el tiempo de conducción del diodo D_1, y (e) determine la energía alimentada por la fuente.

Solución

La relación de vueltas es $a = N_2/N_1 = 100/10 = 10$.

a. Con la ecuación (2.52) el voltaje inverso del diodo es

$$v_D = V_s(1 + a) = 220 \times (1 + 10) = 2420\,\text{V}$$

b. Con la ecuación (2.55) el valor pico de la corriente del primario es

$$I_0 = \frac{V_s}{L_m} t_1 = 220 \times \frac{50}{250} = 44\,\text{A}$$

c. El valor pico de la corriente del secundario es $I_0' = I_0/a = 44/10 = 4.4\,\text{A}$.

d. Con la ecuación (2.58) el tiempo de conducción del diodo es

$$t_2 = \frac{aL_m I_0}{V_s} = 250 \times 44 \times \frac{10}{220} = 500\,\mu\text{s}$$

e. La energía de la fuente es,

$$W = \int_0^{t_1} vi\,dt = \int_0^{t_1} V_s \frac{V_s}{L_m} t\,dt = \frac{1}{2}\frac{V_s^2}{L_m} t_1^2$$

Utilizando I_0 obtenida de la ecuación (2.55) tenemos

$$W = 0.5 L_m I_0^2 = 0.5 \times 250 \times 10^{-6} \times 44^2 = 0.242\,\text{J} = 242\,\text{mJ}$$

Puntos clave de la sección 2.16

- La energía atrapada de una carga inductiva se puede retroalimentar a la fuente de entrada a través de un diodo conocido como diodo de retroalimentación.

RESUMEN

Las características de los diodos prácticos difieren de las de los diodos ideales. El tiempo de recuperación inversa desempeña un papel importante, sobre todo en aplicaciones de conmutación de alta velocidad. Los diodos se pueden clasificar en tres tipos: (1) diodos de uso general; (2) diodos de recuperación rápida, y (3) diodos Schottky. Aunque un diodo Schottky se comporta como un diodo de unión *pn*, no hay unión física; por consiguiente, un diodo Schottky es un dispositivo portador mayoritario. Por otra parte, un diodo de unión *pn* es un diodo portador tanto mayoritario como minoritario.

Si los diodos se conectan en serie para incrementar la capacidad de bloqueo de voltaje, se requieren redes que compartan voltaje en condiciones estables y transitorias. Cuando los diodos se conectan en paralelo para incrementar la capacidad de conducir corriente, también se requieren elementos que compartan corriente.

En este capítulo hemos visto las aplicaciones de diodos de potencia en la inversión de voltaje de un capacitor, en la carga de un capacitor a un voltaje mayor que el de entrada de cd, en la acción de conducción libre y en la recuperación de energía de una carga inductiva.

La energía se puede transferir de una fuente de cd a capacitores e inductores con un interruptor unidireccional. Un inductor trata de mantener constante su corriente al permitir que el voltaje a través de él cambie, en tanto que un capacitor trata de mantener constante su voltaje al permitir que la corriente a través de él cambie.

REFERENCIAS

[1] Rashid, M. H. (2011). *Microelectronic Circuits: Analysis and Design*. Boston: Cengage Publishing. Capítulo 2.

[2] Gray, P.R., y R. G. Meyer. (1993). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Nueva York: John Wiley & Sons. Capítulo 1.

[3] Infineon Technologies: *Power Semiconductors.* (2001). Alemania, Siemens. www. infineon.com/

[4] Rashid, M.H. (2003). *SPICE for Circuits and Electronics Using Pspice*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Inc.

[5] Rashid, M.H. (2012). *SPICE for Power Electronics and Electric Power*, Boca Raton, FL: Taylor & Francis.

[6] Tuinenga, P.W. (1995). *SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice*. Englewoods Cliffs: Prentice-Hall.

[7] Dewan, S.B., y A. Straughen. (1975). *Power Semiconductor Circuits*. Nueva York: John Wiley & Sons. Capítulo 2.

[8] Krihely, N., y Ben-Yaakov. (2011). "Simulation Bits: Adding the Reverse Recovery Feature to a Generic Diode". *IEEE Power Electronics Society Newsletter.* Segundo trimestre (26-30).

[9] Ozpineci, B., y L. Tolbert. (2011). "Silicon Carbide: Smaller, Faster, Tougher". *IEEE Spectrum*, octubre.

PREGUNTAS DE REPASO

2.1 ¿Cuáles son los tipos de diodos de potencia?
2.2. ¿Qué es una corriente de fuga de diodos?
2.3 ¿Qué es un tiempo de recuperación inversa de diodos?
2.4 ¿Qué es una corriente de recuperación inversa de diodos?
2.5 ¿Qué es un factor de suavidad de diodos?
2.6 ¿Cuáles son los tipos de recuperación de diodos?
2.7 ¿Cuáles son las condiciones para que se inicie un proceso de recuperación inversa?
2.8 ¿En qué tiempo en el proceso de recuperación el voltaje inverso de diodo alcanza su valor pico?
2.9 ¿Cuál es la causa del tiempo de recuperación inversa en un diodo de unión *pn*?
2.10 ¿Cuál es el efecto del tiempo de recuperación inversa?
2.11 ¿Por qué es necesario utilizar diodos de recuperación rápida para conmutación de alta velocidad?
2.12 ¿Qué es un tiempo de recuperación directa?
2.13 ¿Cuáles son las principales diferencias entre diodos de unión *pn* y diodos Schottky?
2.14 ¿Cuáles son las limitaciones de los diodos Schottky?
2.15 ¿Qué es el tiempo de recuperación inversa típico de diodos de uso general?
2.16 ¿Qué es el tiempo de recuperación inversa típico de diodos de recuperación rápida?
2.17 ¿Cuáles son los problemas de diodos conectados en serie, y cuáles son las posibles soluciones?
2.18 ¿Cuáles son los problemas de diodos conectados en paralelo, y cuáles son las posibles soluciones?
2.19 Si dos diodos se conectan en serie con voltajes iguales compartidos, ¿por qué difieren las corrientes de fuga de los diodos?
2.20 ¿Qué es la constante de tiempo de un circuito *RL*?
2.21 ¿Qué es la contante de tiempo de un circuito *RC*?
2.22 ¿Qué es la frecuencia resonante de un circuito *LC*?
2.23 ¿Qué es factor de amortiguamiento de un circuito *RLC*?
2.24 ¿Cuál es la diferencia entre la frecuencia resonante y la frecuencia de repique o frecuencia resonante amortiguada de un circuito *RLC*?
2.25 ¿Qué es un diodo de conducción libre, y cuál es su propósito?
2.26 ¿Qué es la energía atrapada de un inductor?
2.27 ¿Cómo se recupera la energía atrapada con un diodo?
2.28 ¿Cuál será el efecto de tener un inductor grande en un circuito *RL*?
2.29 ¿Cuál será el efecto de tener una resistencia muy pequeña en un circuito *RLC*?
2.30 ¿Cuáles son las diferencias entre un capacitor y un inductor como elementos de almacenamiento de energía?

PROBLEMAS

2.1 El tiempo de recuperación inversa de un diodo es $t_{rr} = 5\ \mu s$ y la velocidad de caída de la corriente del diodo es $di/dt = 80\ A/\mu s$. Si el factor de suavidad es SF = 0.5, determine **(a)** la carga almacenada Q_{RR} y **(b)** la corriente inversa pico I_{RR}.
2.2 El tiempo de recuperación inversa de un diodo es $t_{rr} = 5\ \mu s$ y la velocidad de caída de la corriente del diodo es $di/dt = 800\ A/\mu s$. Si el factor de suavidad es SF = 0.5, determine **(a)** la carga almacenada Q_{RR} y **(b)** la corriente inversa pico I_{RR}.

2.3 El tiempo de recuperación inversa de un diodo es $t_{rr} = 5$ μs y el factor de suavidad es $SF = 0.5$. Trace **(a)** la carga almacenada Q_{RR} y **(b)** la corriente inversa pico I_{RR} contra la velocidad de caída de la corriente de diodo de 100 A/μs a 1 kA/μs con un incremento de 100 A/μs.

2.4 Los valores medidos de un diodo a una temperatura de 25°C son

$$V_D = 1.0 \text{ V con } I_D = 50 \text{ A}$$
$$= 1.5 \text{ V con } I_D = 600 \text{ A}$$

Determine **(a)** el coeficiente de emisión n, y **(b)** la corriente de fuga I_s.

2.5 Los valores medidos de un diodo a una temperatura de 25°C son

$$V_D = 1.2 \text{ V con } I_D = 100 \text{ A}$$
$$V_D = 1.6 \text{ V con } I_D = 1500 \text{ A}$$

Determine **(a)** el coeficiente de emisión n, y **(b)** la corriente de fuga I_S.

2.6 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11 y el voltaje a través de cada uno se mantiene igual al conectar un resistor que comparte el voltaje, de tal modo que $V_{D1} = V_{D2} =$ 2000 V y $R_1 = 100$ kΩ. Las características *v-i* de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes de fuga de cada diodo y la resistencia R_2 a través del diodo D_2.

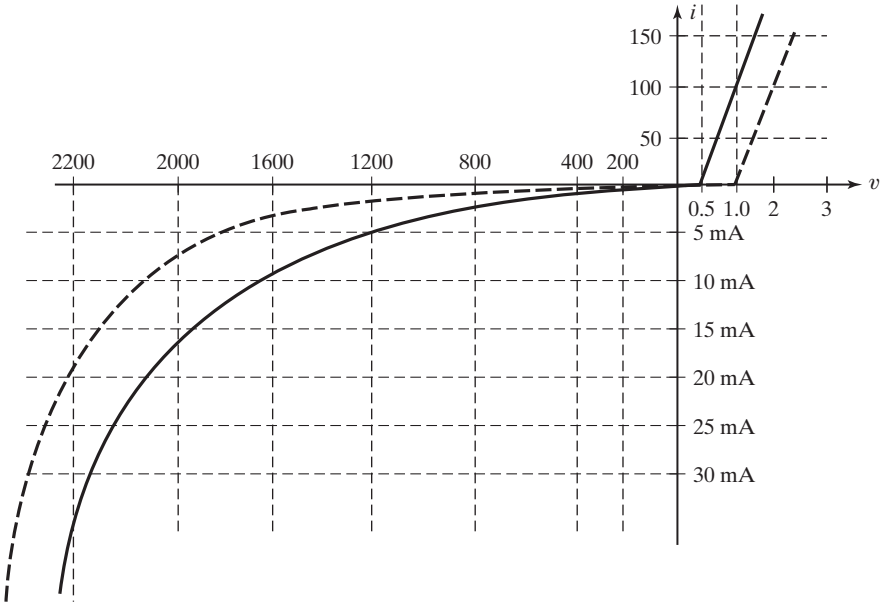


FIGURA P2.6

2.7 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11a y el voltaje a través de cada uno se mantiene igual conectando resistores que comparten el voltaje, de tal modo que $V_{D1} = V_{D2} =$ 2.2 kV y $R_1 = 100$ kΩ. Las características *v-i* de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes de fuga de cada diodo y la resistencia R_2 a través del diodo D_2.

2.8 Dos diodos se conectan en paralelo y la caída de voltaje directo a través de cada diodo es de 1.5 V. Las características *v-i* de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes en sentido directo a través de cada diodo.

2.9 Dos diodos se conectan en paralelo y la caída de voltaje directo a través de cada uno es de 2.0 V. Las características *v-i* de los diodos se muestran en la figura P2.6. Determine las corrientes en sentido directo a través de cada diodo.

2.10 Dos diodos se conectan en paralelo como se muestra en la figura 2.14a, con resistores que comparten corriente. Las características *v-i* de los diodos se muestran en la figura P2.6. La corriente total es $I_T = 200$ A. El voltaje a través de un diodo y su resistencia es $v = 2.5$ V. Determine los valores de las resistencias R_1 y R_2 si los diodos comparten la corriente por igual.

2.11 Dos diodos se conectan en paralelo como se muestra en la figura 2.14a con resistores que comparten corriente. Las características *v-i* se muestran en la figura P2.6. La corriente total es $I_T = 300$ A. El voltaje a través de un diodo y su resistencia es $v_D = 2.8$ V. Determine los valores de las resistencias R_1 y R_2 si los diodos comparten por igual la corriente total.

2.12 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11a. La resistencia a través de los diodos es $R_1 = R_2 = 10$ kΩ. El voltaje de entrada de cd es 5 kV. Las corrientes de fuga son $I_{S1} = 25$ mA e $I_{S2} = 40$ mA. Determine el voltaje a través de los diodos.

2.13 Dos diodos se conectan en serie como se muestra en la figura 2.11a. Las resistencias a través de los diodos son $R_1 = R_2 = 50$ kΩ. El voltaje de entrada de cd es 10 kV. Las corrientes de fuga son $I_{S1} = 20$ mA e $I_{S2} = 30$ mA. Determine el voltaje a través de los diodos.

2.14 Las formas de onda de la corriente de un capacitor se muestran en la figura P2.14. Determine las capacidades de corriente promedio, media cuadrática (rms) y pico del capacitor. Suponga $I_p = 500$ A de semionda senoidal.

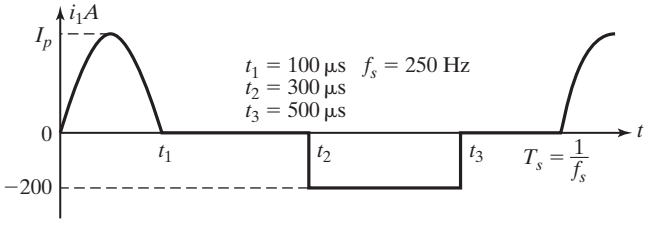


FIGURA P2.14

2.15 La forma de onda de la corriente de un diodo se muestra en la figura P2.15. Determine las capacidades de corriente, promedio, media cuadrática (rms), y pico del diodo. Suponga $I_P = 500$ A de una semionda senoidal.

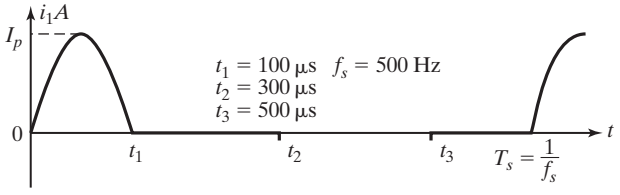


FIGURA P2.15

2.16 La forma de onda de la corriente a través de un diodo se muestra en la figura P2.15. Si la corriente rms es $I_{\text{RMS}} = 120$ A, determine la corriente pico I_F y la corriente promedio I_{PROM} del diodo.

2.17 La forma de onda de la corriente a través de un diodo se muestra en la figura P2.15. Si la corriente promedio es $I_{\text{PROM}} = 100$ A, determine la corriente pico I_p y la corriente rms I_{RMS} del diodo.

2.18 En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Determine las capacidades de corriente promedio, rms, y pico del diodo. Suponga $I_p = 300$ A con una semionda senoidal de 150 A (pico).

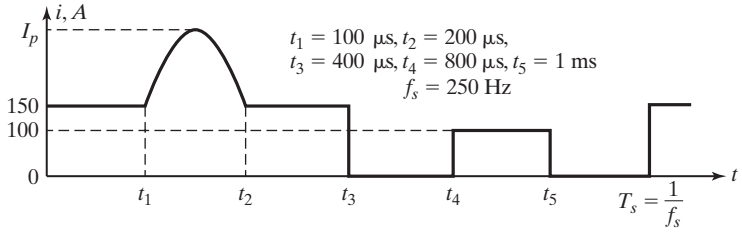


FIGURA P2.18

2.19 En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Determine las capacidades de corriente promedio, rms, y pico del diodo. Suponga $I_p = 150$ A sin una semionda senoidal.

2.20 En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Si la corriente rms es $I_{\text{RMS}} = 180$ A, determine la corriente pico I_P y la corriente promedio I_{PROM} del diodo.

2.21 En la figura P2.18 se muestran las formas de onda de la corriente que fluye a través de un diodo. Si la corriente rms es $I_{\text{PROM}} = 180$ A, determine la corriente pico I_P y la corriente rms I_{RMS} del diodo.

2.22 El circuito de diodo que se muestra en la figura 2.15a tiene $V_S = 220$ V, $R = 4.7\ \Omega$ y C = 10 μF. El capacitor tiene un voltaje inicial de $V_{\text{CO}}\ (t = 0) = 0$. Si el interruptor se cierra en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente pico del diodo; (b) la energía disipada en el resistor *R,* y (c) el voltaje del capacitor en el instante $t = 2$ μs.

2.23 En la figura P2.23 se muestra un circuito de diodo con $R = 22\ \Omega$ y $C = 10$ μF. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine la expresión para el voltaje a través del capacitor y la energía perdida en el circuito.

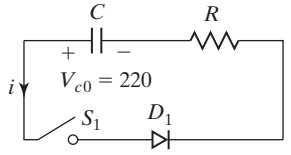


FIGURA P2.23

2.24 El circuito *RL* de diodo que se muestra en la figura 2.17a tiene $V_S = 110$ V, $R = 4.7\ \Omega$, y $L = 4.5$ mH. El inductor no tiene corriente inicial. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente estable del diodo; (b) la energía almacenada en el inductor *L,* y (c) la *di*/*dt* inicial.

2.25 El circuito *RL* de diodo que se muestra en la figura 2.17a tiene $V_S = 220$ V, $R = 4.7\ \Omega$, y $L = 6.5$ mH. El inductor no tiene corriente inicial. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente estable del diodo; (b) la energía almacenada en el inductor *L,* y (c) la *di*/*dt* inicial.

2.26 En la figura 2.26 se muestra un circuito de diodo con $R = 10\ \Omega$, $L = 5$ mH, y $V_s = 220$ V. Si una corriente de carga de 10 A fluye a través del diodo D_m de conducción libre y el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine la expresión para la corriente *i* que fluye a través del interruptor.

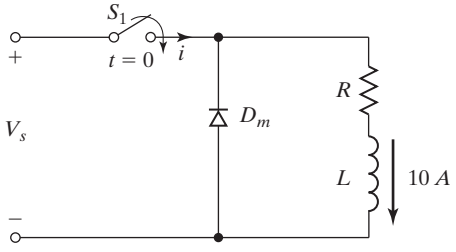


FIGURA P2.26

2.27 Si el inductor del circuito que se muestra en la figura 2.18 tiene una corriente inicial de I_0, determine la expresión para el voltaje a través del capacitor.

2.28 Si el interruptor S_1 de la figura P2.28 se cierra en el instante $t = 0$, determine la expresión para **(a)** la corriente $i(t)$ que fluye a través del interruptor, y **(b)** la velocidad de subida di/dt de la corriente. **(c)** Trace las curvas de $i(t)$ y di/dt. **(d)** ¿Cuál es el valor de la velocidad di/dt inicial? Para la figura P2.28e, determine únicamente la velocidad di/dt inicial.

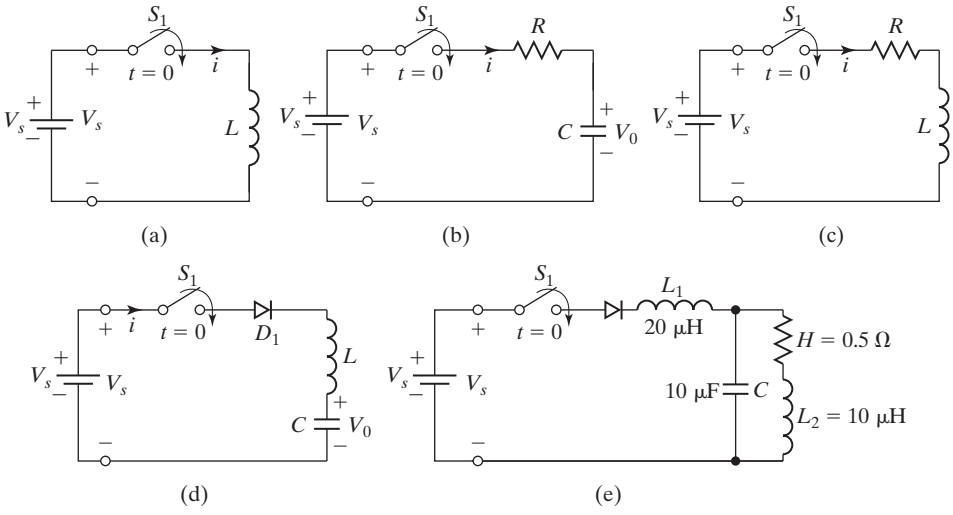


FIGURA P2.28

2.29 El circuito de diodo con una carga LC que se muestra en la figura 2.18a tiene un voltaje inicial $V_C(t = 0) = 0$, en el capacitor, voltaje de alimentación de cd $V_S = 110$ V, capacitancia $C = 10$ μF e inductancia $L = 50$ μH. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine (a) la corriente pico a través del diodo; (b) el tiempo de conducción del diodo, y (c) el voltaje estable final en el capacitor.

2.30 El circuito de segundo grado de la figura 2.20 tiene un voltaje de fuente $V_s = 220$ V, inductancia $L = 5$ mH, capacitancia $C = 10$ μF, y resistencia $R = 22$ Ω. El voltaje inicial del capacitor es $V_{c0} = 50$ V. Si el interruptor se cierra en el instante $t = 0$, determine **(a)** una expresión para la corriente, y **(b)** el tiempo de conducción del diodo. **(c)** Trace una curva de $i(t)$.

2.31 Repita el ejemplo 2.7 si $L = 4$ μH.

2.32 Repita el ejemplo 2.7 si $C = 0.5$ μF.

2.33 Repita el ejemplo 2.7 si $R = 16$ Ω.

2.34 En la figura 2.24a la resistencia es insignificante ($R = 0$), el voltaje de fuente es $V_S = 110$ V (constante de tiempo), y la inductancia de la carga es $L = 1$ mH. (a) Trace la forma de onda de la corriente si el interruptor S_1 se cierra durante el instante $t_1 = 100$ μs y luego se abre. (b) Determine la energía final almacenada en el inductor de la carga L.

2.35 En el circuito de recuperación de energía de la figura 2.26a, la inductancia magnetizante del transformador es $L_m = 150$ μH, $N_1 = 10$, y $N_2 = 200$. Las inductancias y resistencias de fuga del transformador son insignificantes. El voltaje de fuente es $V_s = 200$ V y no hay corriente inicial en el circuito. Si el interruptor S_1 se cierra durante el instante $t_1 = 100$ μs y luego se abre, determine **(a)** el voltaje inverso del diodo D_1; **(b)** calcule la corriente pico del primario; **(c)** calcule la corriente pico en el secundario; **(d)** determine el tiempo durante el cual el diodo D_1 conduce, y **(e)** determine la energía suministrada por la fuente.

2.36 Repita el ejemplo 2.9 si $L = 450$ μH.

2.37 Repita el ejemplo 2.9 si $N_1 = 10$ y $N_2 = 10$.

2.38 Repita el ejemplo 2.9 si $N_1 = 10$ y $N_2 = 1000$.

2.39 En la figura P2.39 se muestra un circuito de diodo donde la corriente de carga fluye por la carga a través del diodo D_m. Si el interruptor S_1 se cierra en el instante $t = 0$, determine **(a)** expresiones para $v_c(t)$, $i_c(t)$ e $i_d(t)$; **(b)** el tiempo t_1 cuando el diodo deja de conducir; **(c)** el tiempo t_q cuando el voltaje a través del capacitor se vuelve cero, y **(d)** el tiempo requerido para recargar el voltaje de suministro V_s.

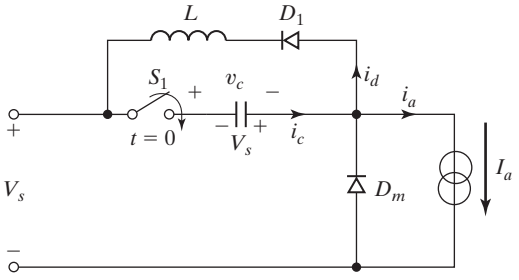


FIGURA P2.39

CAPÍTULO 3

Diodos rectificadores

Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente

- Enumerar los tipos de diodos rectificadores, así como sus ventajas y desventajas.
- Explicar el funcionamiento y características de los diodos rectificadores.
- Enumerar y calcular los parámetros de desempeño de los diodos rectificadores.
- Analizar y diseñar circuitos de diodos rectificadores.
- Evaluar el desempeño de diodos rectificadores mediante simulaciones SPICE.
- Determinar los efectos de la inductancia de carga en la corriente que circula a través de la carga.
- Determinar los componentes de Fourier de las salidas del rectificador.
- Diseñar filtros de salida para diodos rectificadores.
- Determinar los efectos de las inductancias de fuente en el voltaje de salida del rectificador.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
$I_{D(\text{prom})}$; $I_{D(\text{rms})}$	Corrientes promedio y rms de diodo, respectivamente
$I_{o(\text{prom})}$; $I_{o(\text{rms})}$	Corrientes promedio y rms de salida, respectivamente
I_p; I_s	Corrientes rms en el primario y secundario de un transformador de entrada, respectivamente
P_{cd}; P_{ca}	Potencias de salida de cd y ca, respectivamente
RF; TUF; PF	Factor de rizo de salida, factor de utilización del transformador, y factor de potencia, respectivamente
$v_D(t)$; $i_D(t)$	Voltaje y corriente de diodo instantáneos, respectivamente
$v_s(t)$; $v_o(t)$; $v_r(t)$	Voltajes de alimentación de entrada, salida, y rizo, respectivamente
V_m; $V_{o(\text{prom})}$; $V_{o(\text{rms})}$	Voltajes de salida pico, promedio, y rms, respectivamente
$V_{r(\text{pp})}$; $V_{r(\text{p})}$; $V_{r(\text{rms})}$	Voltajes de salida pico a pico, pico, y rms, respetivamente
n; V_p; V_s	Relación de vueltas del transformador, voltaje rms en el primario, y voltaje en el secundario, respectivamente

3.1 INTRODUCCIÓN

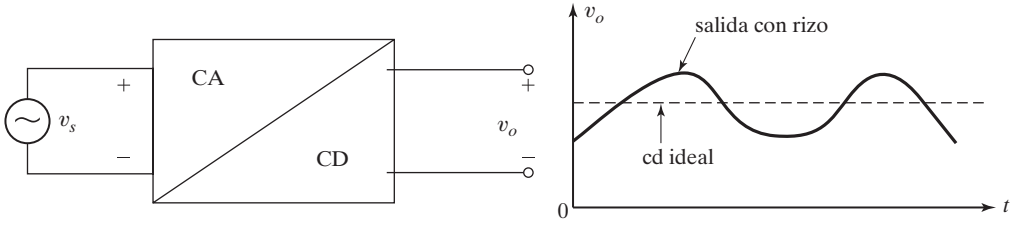
Los diodos tienen un amplio uso en rectificadores. Un *rectificador* es un circuito que convierte una señal de ca en una señal unidireccional. Un rectificador es un tipo de convertidor de ca a cd. Un rectificador también puede considerarse como un convertidor de valor absoluto. Si v_s es un voltaje de entrada de ca, la forma de onda del voltaje de salida v_o tendría la misma forma, pero la parte negativa aparecerá como un valor positivo. Es decir, $v_o = |v_s|$. Dependiendo del tipo de alimentación de entrada, los rectificadores se clasifican en dos tipos: (1) monofásicos y (2) trifásicos. Un rectificador monofásico puede ser de media onda o de onda completa. Un rectificador monofásico de media onda es el tipo más sencillo, pero no se suele utilizar en aplicaciones industriales. En función de su sencillez los diodos se consideran ideales. Por "ideal" queremos decir que el tiempo de recuperación inversa t_{rr} y la caída de voltaje en sentido directo V_D son insignificantes. Es decir, $t_{rr} = 0$ y $V_D = 0$.

3.2 PARÁMETROS DE DESEMPEÑO

Aunque el voltaje de salida del rectificador que se muestra en la figura 3.1a debiera ser idealmente una cd pura, la salida de un rectificador práctico contiene armónicos o rizos, como se muestra en la figura 3.1b. Un rectificador es un procesador de potencia que debe producir un voltaje de salida de cd con una cantidad mínima de contenido de armónicos. Al mismo tiempo, debe mantener la corriente de entrada lo más senoidal posible y en fase con el voltaje de entrada, de modo que el factor de potencia sea casi la unidad. La calidad de procesamiento de la potencia de un rectificador requiere la determinación del contenido de armónicos de la corriente de entrada, el voltaje de salida y la corriente de salida. Podemos utilizar las expansiones en serie de Fourier para determinar el contenido de armónicos de voltajes y corrientes. Por lo común, el desempeño de un rectificador se evalúa en función de los siguientes parámetros:

El valor *promedio* del voltaje de salida (o de carga), V_{cd}
El valor *promedio* de la corriente de salida (o de carga), I_{cd}
La potencia de cd de salida

$$P_{\text{cd}} = V_{\text{cd}} I_{\text{cd}} \tag{3.1}$$



(a) rectificador (b) Voltaje de salida

FIGURA 3.1
Relación de entrada y salida de un rectificador.

El valor de la raíz media cuadrática (rms) del voltaje de salida, V_{rms}

El valor rms de la corriente I_{rms} de salida

La potencia de salida de ca

$$P_{\text{ca}} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \tag{3.2}$$

La *eficiencia* (o *relación de rectificación*) de un rectificador, la cual es una cifra de mérito y nos permite comparar la eficacia, se define como

$$\eta = \frac{P_{\text{cd}}}{P_{\text{ca}}} \tag{3.3}$$

Observemos que η no es la eficiencia de potencia. Es la eficiencia de conversión, la cual mide la calidad de la forma de onda de salida. Para una salida de cd pura, la eficiencia de conversión sería la unidad.

Se puede considerar que el voltaje de salida consta de dos componentes: (1) el valor de cd y (2) el componente de ca o rizo.

El valor *eficaz* (rms) del componente de ca del voltaje de salida es

$$V_{\text{ca}} = \sqrt{V_{\text{rms}}^2 - V_{\text{cd}}^2} \tag{3.4}$$

El *factor de forma*, el cual mide la forma del voltaje de salida, es

$$\text{FF} = \frac{V_{\text{rms}}}{V_{\text{cd}}} \tag{3.5}$$

El *factor de rizo*, el cual mide el contenido de rizo, se define como

$$\text{RF} = \frac{V_{\text{ca}}}{V_{\text{cd}}} \tag{3.6}$$

Sustituyendo la ecuación (3.4) en la ecuación (3.6), el factor de rizo se expresa como

$$(\text{RF}) = \sqrt{\left(\frac{V_{\text{rms}}}{V_{\text{cd}}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\text{FF}^2 - 1} \tag{3.7}$$

El *factor de utilización del transformador* se define como

$$(\text{TUF}) = \frac{P_{\text{cd}}}{V_s I_s} \tag{3.8}$$

donde V_s e I_s son el voltaje rms y la corriente rms del secundario del transformador, respectivamente. La potencia de entrada se puede determinar de forma aproximada igualando la potencia de entrada con la potencia de ca de salida. Es decir, el factor de potencia está relacionado por

$$(\text{PF}) = \frac{P_{\text{ca}}}{V_s I_s} \tag{3.9}$$

El factor de cresta (CF), el cual mide la corriente de entrada pico $I_{s(\text{pico})}$ comparada con su valor rms I_s, suele ser de interés para especificar las capacidades de corriente pico de dispositivos y componentes. El CF de la corriente de entrada se define como

$$(\text{CF}) = \frac{I_{s(\text{pico})}}{I_s} \tag{3.10}$$

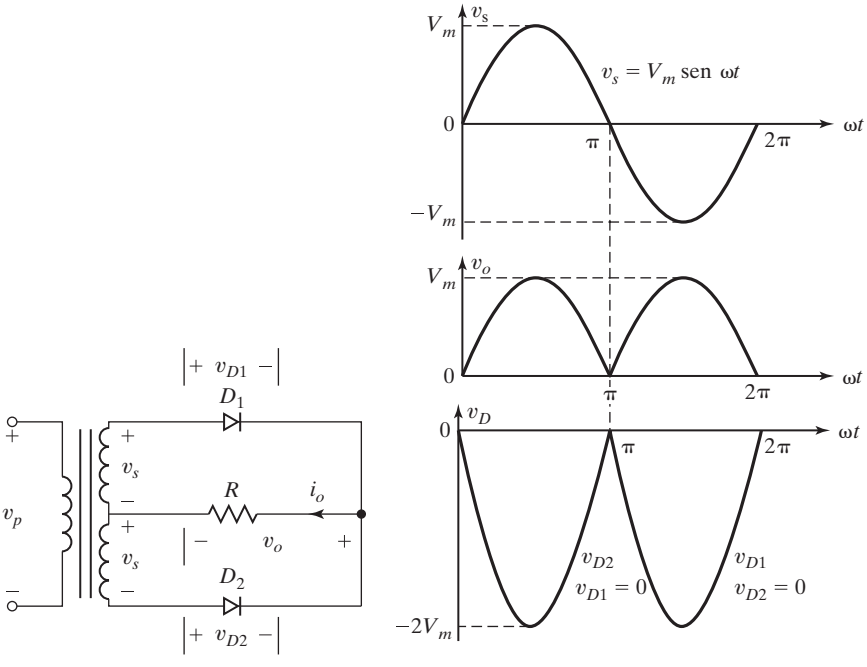
Puntos clave de la sección 3.2

- El desempeño de un rectificador que ciertos parámetros miden es deficiente. La corriente a través de la carga se puede hacer continua agregando un inductor y un diodo de conducción libre. El voltaje de salida es discontinuo y contiene armónicos que son múltiplos de la frecuencia de alimentación.

3.3 RECTIFICADORES MONOFÁSICOS DE MEDIA ONDA

En la figura 3.2a se muestra un circuito rectificador de onda completa con un transformador con derivación central. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el diodo D_1 conduce y el diodo D_2 está en *condición de bloqueo.* El voltaje de entrada aparece a través de la carga. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, el diodo D_2 conduce mientras que el diodo D_1 está en *condición de bloqueo***.** La parte negativa del voltaje de entrada aparece a través de la carga como un voltaje positivo. En la figura 3.2b se muestra la forma de onda del voltaje de salida a lo largo de un ciclo completo. Como no hay corriente directa que fluya a través del transformador, no hay ningún problema de saturación del núcleo del transformador. El voltaje de salida promedio es

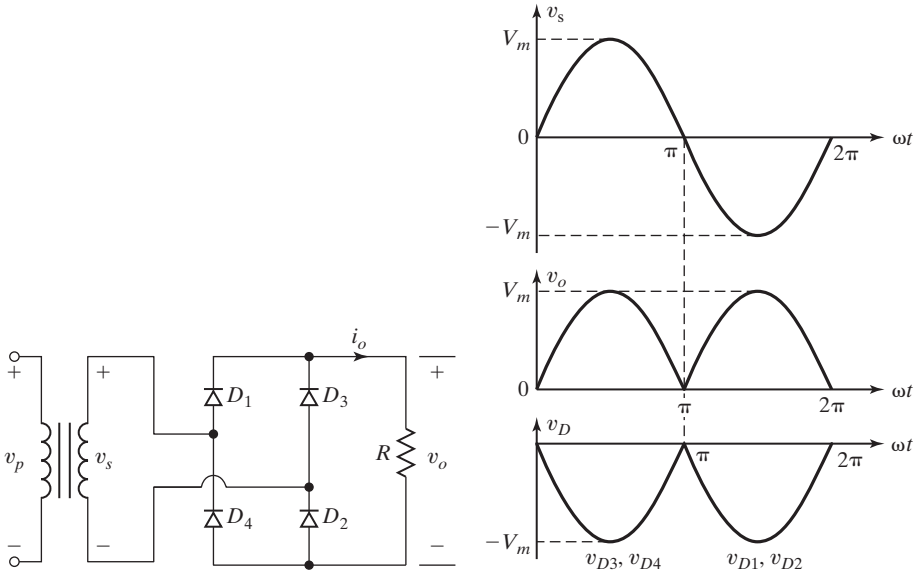
$$V_{\text{cd}} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} V_m \operatorname{sen} \omega t \, dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \tag{3.11}$$



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 3.2

Rectificador de onda completa con trasformador con derivación central.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 3.3

Rectificador de onda completa.

En lugar de utilizar un transformador con derivación central podríamos utilizar cuatro diodos, como se muestra en la figura 3.3a. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada la potencia se abastece a la carga a través de los diodos D_1 y D_2. Durante el ciclo negativo los diodos D_3 y D_4 conducen. La forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 3.3b y es similar a la de la figura 3.2b. El voltaje inverso pico de un diodo es sólo V_m. Este circuito se conoce como *rectificador de onda completa* o *puente rectificador*, y comúnmente se utiliza en aplicaciones industriales [1, 2].

En la tabla 3.1 se enumeran algunas de las ventajas y desventajas de los circuitos de las figuras 3.2 y 3.3.

TABLA 3.1 Ventajas y desventajas de rectificadores en puente y de derivación central

	Ventaja	Desventajas
Transformador con derivación central	Sencillo, sólo dos diodos	Abastecimiento de potencia bajo limitado, menos de 100 W
	La frecuencia de rizo es dos veces la frecuencia de suministro	Costo incrementado debido al transformador con derivación central
	Proporciona aislamiento eléctrico	La corriente directa que fluye a través de cada lado del secundario incrementará el costo y el tamaño del transformador
Rectificador en puente o puente rectificador	Adecuado para aplicaciones industriales hasta de 100 kW	La carga no puede conectarse a tierra sin un transformador en el lado de salida
	La frecuencia de rizo es dos veces la frecuencia de suministro	Aunque no se requiere un transformador en el lado de entrada para que el rectificador funcione, se suele conectar uno para aislar eléctricamente la carga que proviene de la fuente de suministro
	Sencillo de usar en unidades comercialmente disponibles	

Ejemplo 3.1 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador de onda completa con un transformador con derivación central

Si el rectificador de la figura 3.2a tiene una carga puramente resistiva R, determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el TUF; (e) el PI_V del diodo D_1; (f) el CF de la corriente de entrada, y (g) el factor de potencia de entrada PF.

Solución

Con la ecuación (3.11), el voltaje de salida promedio es

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m$$

y la corriente de la carga promedio es

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{0.6366V_m}{R}$$

Los valores rms del voltaje y de la corriente de salida son

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{T}\int_0^{T/2} (V_m \operatorname{sen} \omega t)^2\, dt\right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707V_m}{R}$$

Con la ecuación (3.1) $P_{cd} = (0.6366V_m)^2R$, y con la ecuación (3.2) $P_{cd} = (0.707V_m)^2R$

a. Con la ecuación (3.3), la eficiencia $\eta = (0.63366V_m)^2/(0.707V_m)^2 = 81\%$

b. Con la ecuación (3.5), el factor de forma $FF = 0.707V_m/0.6366V_m = 1.11$

c. Con la ecuación 3.7, el factor de rizo $RF = \sqrt{1.11^2 - 1} = 0.482$ o 48.2%.

d. El voltaje rms del secundario del transformador $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0.707V_m$. El valor rms de la corriente en el secundario del transformador $I_s = 0.5V_m/R$. La capacidad volts-amperes (VA, del inglés *volt-ampere*) del transformador, $VA = \sqrt{2}V_sI_s = \sqrt{2} \times 0.707V_m \times 0.5V_m/R$. Con la ecuación (3.8),

$$TUF = \frac{0.6366^2}{\sqrt{2} \times 0.707 \times 0.5} = 0.81064 = 81.06\%$$

e. El voltaje de bloqueo inverso pico, $PIV = 2V_m$

f. $I_{s(pico)} = V_m/R$ e $I_s = 0.707V_m/R$. El CF de la corriente de entrada es $CF = I_{s(pico)}/I_s = 1/0.707 = \sqrt{2}$.

g. El PF de entrada para una carga resistiva se calcula con

$$PF = \frac{P_{ca}}{VA} = \frac{0.707^2}{\sqrt{2} \times 0.707 \times 0.5} = 1.0$$

Nota: 1/TUF = 1/0.81064 = 1.136 significa que el transformador de entrada, si lo hay, debe ser 1.75 veces más grande que cuando se utiliza para suministrar potencia a partir de un voltaje senoidal de ca. El rectificador tiene un RF de 48.2% y una eficiencia de rectificación de 81%.

Ejemplo 3.2 Cómo determinar la serie de Fourier del voltaje de salida para un rectificador de onda completa

El rectificador de la figura 3.3a tiene una carga *RL*. Use el método de la serie de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_0(t)$.

Solución

El voltaje de salida del rectificador se puede describir por una serie de Fourier (la cual se repasa en el Apéndice E) como sigue

$$v_0(t) = V_{cd} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_0(t)\, d(\omega t) = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_0 \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \frac{-1}{(n-1)(n+1)} \qquad \text{con } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$= 0 \qquad \text{con } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_0 \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - 0$$

Sustituyendo los valores de a_n y b_n, la expresión para el voltaje de salida es

$$v_0(t) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{3\pi}\cos 2\omega t - \frac{4V_m}{15\pi}\cos 4\omega t - \frac{4V_m}{35\pi}\cos 6\omega t - \cdots \tag{3.12}$$

Nota: La salida de un rectificador de onda completa contiene sólo armónicos pares y el segundo armónico es el más dominante, y su frecuencia es $2f$(= 120 Hz). El voltaje de salida en la ecuación (3.12) se puede derivar mediante una multiplicación de espectro de la función de conmutación, lo cual se explica en el Apéndice C.

Puntos clave de la sección 3.3

- Hay dos tipos de rectificadores monofásicos: transformador con derivación central y de puente de diodos. Su desempeño es casi idéntico, excepto que la corriente del secundario a través del transformador con derivación central es unidireccional (cd) y requiere una mayor capacidad de VA (volts-amperes). El tipo de derivación central se utiliza en aplicaciones de menos de 100 W y rectificador con base en puente de diodos se utiliza en aplicaciones que van de 100 W a 100 kW. El voltaje de salida de los rectificadores contiene armónicos cuyas frecuencias son múltiplos de $2f$ (dos veces la frecuencia de suministro).

3.4 RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA CON CARGA *RL*

Con una carga resistiva, la corriente a través de ésta es idéntica en su forma al voltaje de salida. En la práctica, la mayoría de las cargas son inductivas hasta cierto grado y la corriente a través de la carga depende de su resistencia R e inductancia L, como se muestra en la figura 3.4a.

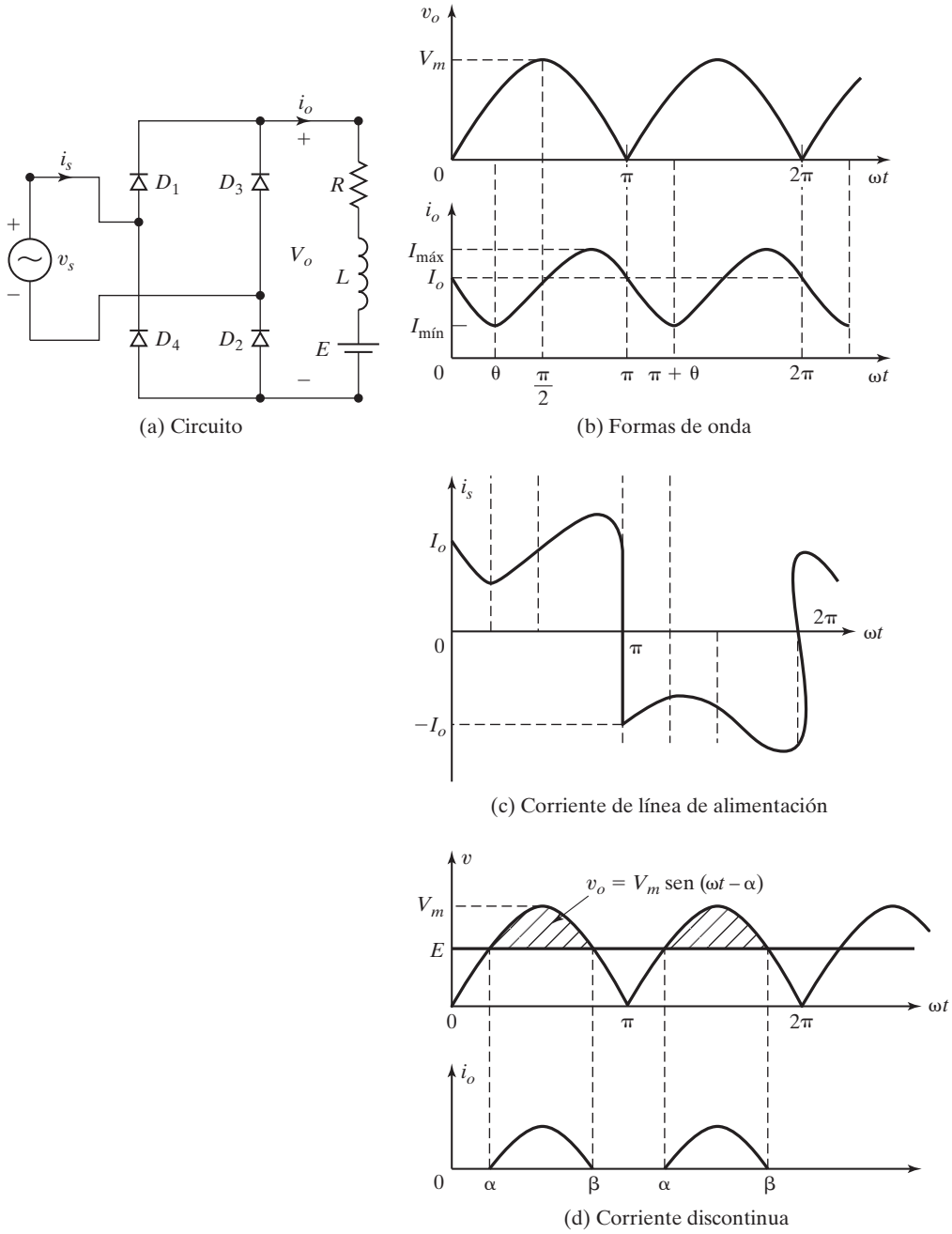


FIGURA 3.4

Rectificador con base en puente de diodos completo con carga *RL*.

Se agrega una batería de voltaje E para desarrollar ecuaciones generalizadas. Si $v_s = V_m \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$ es el voltaje de entrada, la corriente i_0 de la carga se calcula con

$$L\frac{di_0}{dt} + Ri_0 + E = \left|\sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t\right| \quad \text{con} \quad i_0 \geq 0$$

cuya solución es

$$i_0 = \left|\frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta)\right| + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3.13}$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$, ángulo de impedancia de la carga, $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$, y V_s es el valor rms del voltaje de entrada.

Caso 1: Corriente continua. Lo siguiente se muestra en la figura 3.4b. La constante A_1 en la ecuación (3.13) se puede determinar a partir de la condición: con $\omega t = \pi$, $i_0 = I_0$.

$$A_1 = \left(I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\operatorname{sen}\theta\right)e^{(R/L)(\pi/\omega)}$$

La sustitución de A_1 en la ecuación (3.13) da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \left(I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\operatorname{sen}\theta\right)e^{(R/L)(\pi/\omega - t)} - \frac{E}{R} \tag{3.14}$$

En una condición estable, $i_0(\omega t = 0) = i_0(\omega t = \pi)$. Es decir, $i_0(\omega t = 0) = I_0$. Aplicando esta condición tenemos el valor de I_0 como

$$I_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\operatorname{sen}\theta\,\frac{1 + e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{con} \quad I_0 \geq 0 \tag{3.15}$$

la cual, después de sustituir I_0 en la ecuación (3.14) y simplificar, da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\left[\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \frac{2}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}\operatorname{sen}\theta\, e^{-(R/L)t}\right] - \frac{E}{R}$$
$$\text{con } 0 \leq (\omega t - \theta) \leq \pi \text{ e } i_0 \geq 0 \tag{3.16}$$

La corriente rms del diodo se calcula con la ecuación (3.16) como sigue

$$I_{D(\text{rms})} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_0^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

y entonces se puede determinar la corriente rms de salida combinando la corriente rms de cada diodo como sigue

$$I_{o(\text{rms})} = (I_{D(\text{rms})}^2 + I_{D(\text{rms})}^2)^{1/2} = \sqrt{2}I_r$$

La corriente promedio del diodo también se determina con la ecuación (3.16) como sigue

$$I_{D(\text{av})} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_0\, d(\omega t)$$

Caso 2: Corriente discontinua a través de la carga. Esto se muestra en la figura 3.4d. La corriente fluye a través de la carga sólo durante el periodo $\alpha \le \omega t \le \beta$. Definamos $x = E/V_m = E/\sqrt{2}V_s$ como constante (*emf*) de la batería de carga, llamada *relación de voltaje*. Los diodos comienzan a conducir cuando $\omega t = \alpha$ dada por

$$\alpha = \text{sen}^{-1}\frac{E}{V_m} = \text{sen}^{-1}(x)$$

Con $\omega t = \alpha$, $i_0(\omega t) = 0$ y la ecuación (3.13) da

$$A_1 = \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\text{sen}(\alpha - \theta)\right]e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

la cual, después de sustituir en la ecuación (3.13), da la corriente de la carga

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\text{sen}(\omega t - \theta) + \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\text{sen}(\alpha - \theta)\right]e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} - \frac{E}{R} \tag{3.17}$$

Con $\omega t = \beta$, la corriente decae a cero, e $i_0(\omega t = \beta) = 0$, Es decir,

$$\frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\text{sen}(\beta - \theta) + \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}\text{sen}(\alpha - \theta)\right]e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} - \frac{E}{R} = 0 \tag{3.18}$$

Dividiendo la ecuación (3.18) entre $\sqrt{2}V_s/Z$, y sustituyendo $R/Z = \cos\theta$ y $\omega L/R = \tan\theta$, obtenemos

$$\text{sen}(\beta - \theta) + \left(\frac{x}{\cos(\theta)} - \text{sen}(\alpha - \theta)\right)e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan(\theta)}} - \frac{x}{\cos(\theta)} = 0 \tag{3.19}$$

con esta ecuación transcendental se determina β mediante un método de solución iterativo (ensayo y error). Comenzamos con $\beta = 0$, e incrementamos su valor en una muy pequeña cantidad hasta que el lado izquierdo de esta ecuación sea cero.

Como ejemplo, se utilizó Mathcad para determinar el valor de β para $\theta = 30^o, 60^o$, y $x = 0$ a 1. Los resultados se muestran en la tabla 3.2. Conforme x se incrementa, β se reduce. Con $x = 1.0$, los diodos no conducen y no fluye corriente.

La corriente rms del diodo se determina con la ecuación (3.17) como sigue

$$I_{D(\text{rms})} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_0^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

La corriente promedio en el diodo también se determina con la ecuación (3.17) como sigue

$$I_{D(\text{prom})} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_0\, d(\omega t)$$

TABLA 3.2 Variaciones del ángulo β con la relación de voltaje, x

Relación de voltaje, x	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
β para $\theta = 30°$	210	203	197	190	183	175	167	158	147	132	90
β para $\theta = 60°$	244	234	225	215	205	194	183	171	157	138	90

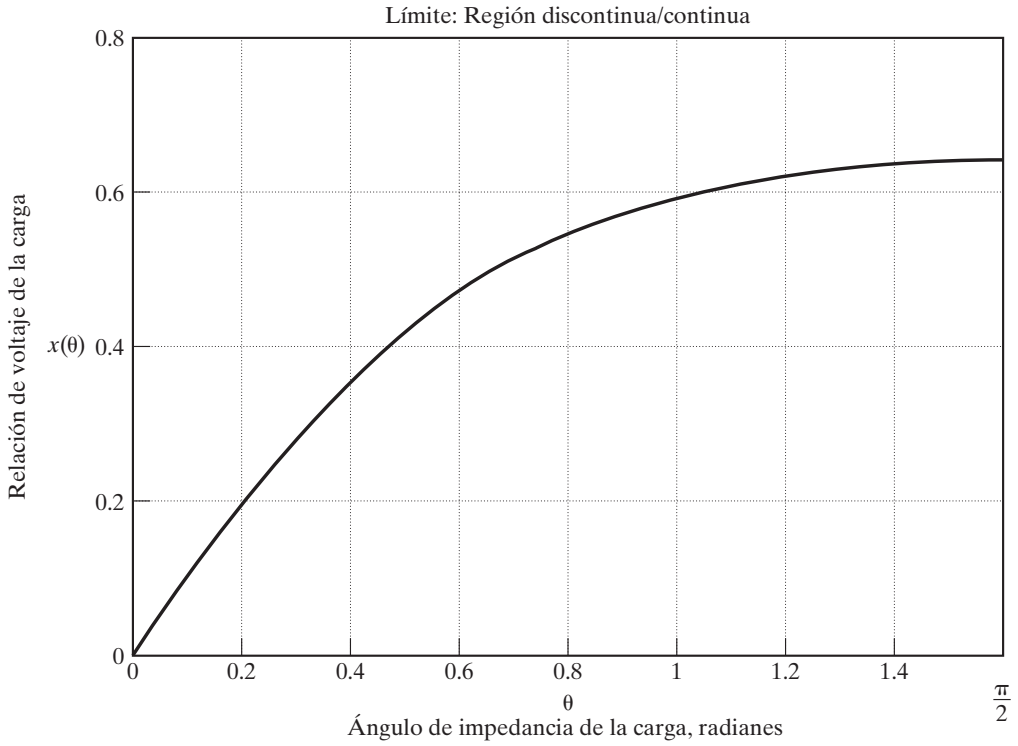


FIGURA 3.5

Límite de las regiones continua y discontinua para un rectificador monofásico.

Condiciones límite. La condición para la corriente discontinua se determina estableciendo I_0 igual a cero en la ecuación (3.15).

$$0 = \frac{V_s\sqrt{2}}{Z}\,\text{sen}(\theta)\left[\frac{1 + e^{-(\frac{R}{L})(\frac{\pi}{\omega})}}{1 - e^{-(\frac{R}{L})(\frac{\pi}{\omega})}}\right] - \frac{E}{R}$$

la cual se puede resolver para la relación de voltaje $x = E/(\sqrt{2}V_s)$ como

$$x(\theta): = \left[\frac{1 + e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)}}\right]\text{sen}(\theta)\cos(\theta) \tag{3.20}$$

La gráfica de la relación de voltaje x con el ángulo de impedancia θ de la carga se muestra en la figura 3.5. El ángulo θ de la carga no puede exceder de $\pi/2$. El valor de x es 63.67% con $\theta = 1.5567$ rad, 43.65% con $\theta = 0.52308$ rad (30°), y 0% con $\theta = 0$.

Ejemplo 3.3 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador de onda completa con una carga *RL*

El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.4a tiene $L = 6.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente estable I_0 de la carga con $\omega t = 0$; (2) la corriente promedio del diodo $I_{D(\text{prom})}$; (3) la corriente rms $I_{D(\text{rms})}$ del diodo; (4) la corriente rms de salida $I_{o(\text{rms})}$, y (5) el factor de potencia de entrada PF. (b) Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente de salida instantánea i_0. Suponga que los parámetros del diodo son IS = 2.22E − 15, BV = 1800 V.

Solución

No se sabe si la corriente de la carga es continua o discontinua. Suponga que es continua y prosiga con la solución. Si la suposición no es correcta, la corriente de la carga es cero y entonces considere el caso de una corriente discontinua.

a. $R = 2.5\ \Omega$, $L = 6.5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 3.5\ \omega$, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 44.43^{\circ}$.

1. La corriente estable de la carga con $\omega t = 0$, $I_0 = 32.8$ A. Como $I_0 > 0$, la corriente es continua y la suposición es correcta.
2. La integración numérica de i_0 en la ecuación (3.16) da la corriente promedio del diodo como $I_{D(\text{prom})} = 19.61$ A.
3. Por integración numérica de i_0^2 entre los límites $\omega t = 0$ y π, obtenemos la corriente rms del diodo como $I_{D(\text{rms})} = 28.5$ A.
4. La corriente rms de salida $I_{0(\text{rms})} = \sqrt{2I_r} = \sqrt{2} \times 28.50 = 40.3$ A.
5. La potencia de ca de la carga es $P_{\text{ca}} = I_{\text{rms}}^2 R = 40.3^2 \times 2.5 = 4.06$ kW. El factor de potencia de entrada es

$$\text{PF} = \frac{P_{\text{ca}}}{V_s I_{\text{rms}}} = \frac{4.061 \times 10^{-3}}{120 \times 40.3} = 0.84 \text{ (retraso)}$$

Notas

1. i_0 tiene un valor mínimo de 25.2 en $\omega t = 25.5^{\circ}$ y un valor máximo de 51.46 A en $\omega t = 125.5^{\circ}$. i_0 se hace 27.41 A en $\omega t = \theta$ y 48.2 A en $\omega t = \theta + \pi$. Por consiguiente, el valor mínimo de i_0 ocurre aproximadamente en $\omega t = \theta$.
2. La acción de conmutación de los diodos hace que las ecuaciones de corriente sean no lineales. Un método numérico de solución de las corrientes de diodo es más eficiente que las técnicas clásicas. Se utiliza un programa Mathcad para determinar I_0, $I_{D(\text{prom})}$ e $I_{D(\text{rms})}$ mediante integración numérica. Se anima a los estudiantes a verificar los resultados de este ejemplo y apreciar la utilidad de la solución numérica, sobre todo al resolver ecuaciones no lineales de circuitos de diodo.

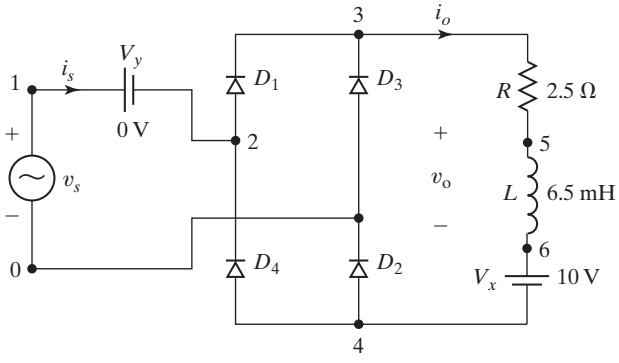


FIGURA 3.6

Rectificador monofásico en configuración de puente de diodos para simulación con PSpice.

b. En la figura 3.6 se muestra el rectificador monofásico en configuración de puente de diodos para simulación con PSpice. A continuación se aporta la lista del archivo del circuito:

```
Ejemplo 3.3 Rectificador monofásico con carga RL
VS     1     0    SIN (0  169.7V   60HZ)
L      5     6    6.5MH
R      3     5    2.5
VX     6     4    DC 10V; Fuente de voltaje para medir la corriente de salida
D1     2     3    DMOD                    ; Modelo de diodo
D2     4     0    DMOD
D3     0     3    DMOD
D4     4     2    DMOD
VY     1     2    0DC
.MODEL    DMOD  D(IS=2.22E-15  BV=1800V) ; Parámetros del modelo de diodo
.TRAN     1US   32MS   16.667MS          ; Análisis transitorio
.PROBE                                   ; Postprocesador gráfico
.END
```

La figura 3.7 muestra la gráfica generada por PSpice de la corriente I_0 de salida instantánea, la cual da $I_0 = 31.83$ A, comparada con el valor esperado de 32.8 A. Se utilizó un diodo Dbreak en la simulación con PSpice para especificar los parámetros del diodo.

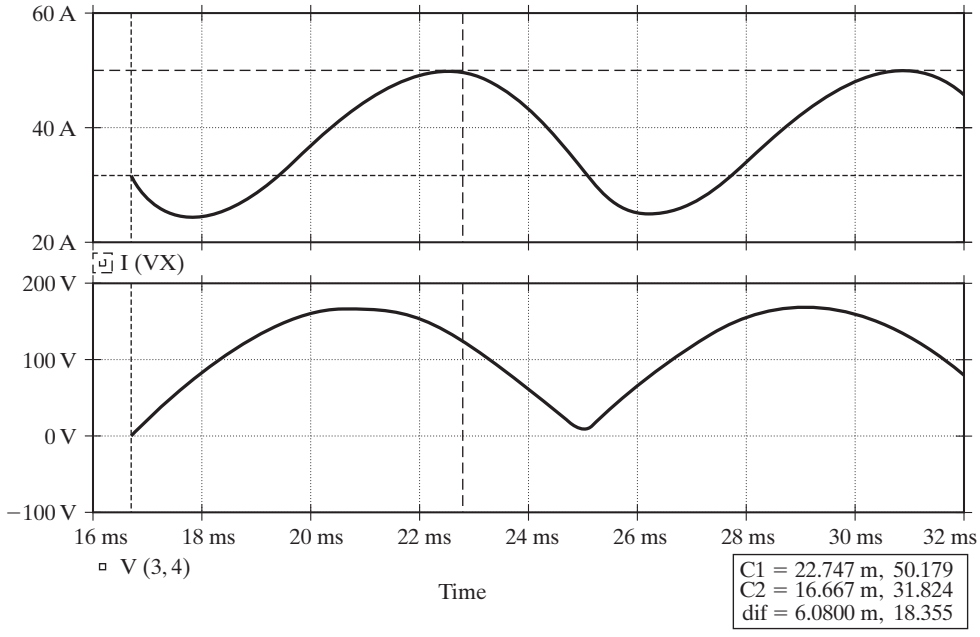


FIGURA 3.7

Gráfica generada por PSpice del ejemplo 3.3

Puntos clave de la sección 3.4

- Una carga inductiva puede hacer que la corriente de la carga sea continua. Existe un valor crítico del ángulo de impedancia θ de la carga para un valor dado de la constante x de la carga *emf* para mantener continua la corriente de la carga.

3.5 RECTIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA CON UNA CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA

Con una carga resistiva, la corriente de entrada del rectificador monofásico será una onda seno. Con una carga de inductor, la corriente de entrada se distorsionará como se muestra en la figura 3.4c. Si la carga es altamente inductiva, su corriente se mantendrá casi constante con una pequeña cantidad de contenido de rizo y la corriente de entrada será como una onda cuadrada. Consideremos las formas de onda de la figura 3.8, donde v_s es el voltaje senoidal de entrada, i_s es la corriente instantánea de entrada, e i_{s1} es su componente fundamental.

Si ϕ es el ángulo entre los componentes fundamentales de la corriente y el voltaje de entrada, ϕ se conoce como *ángulo de desplazamiento*. El *factor de desplazamiento* se define como

$$\text{DF} = \cos \phi \tag{3.21}$$

El *factor armónico* (HF) de la corriente de entrada se define como

$$\text{HF} = \left(\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2} \right)^{1/2} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \tag{3.22}$$

donde I_{s1} es el componente fundamental de la corriente de entrada I_s. Tanto I_{s1} como I_s están expresadas en rms. El *factor de potencia* de entrada (PF) se define como

$$\text{PF} = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi \tag{3.23}$$

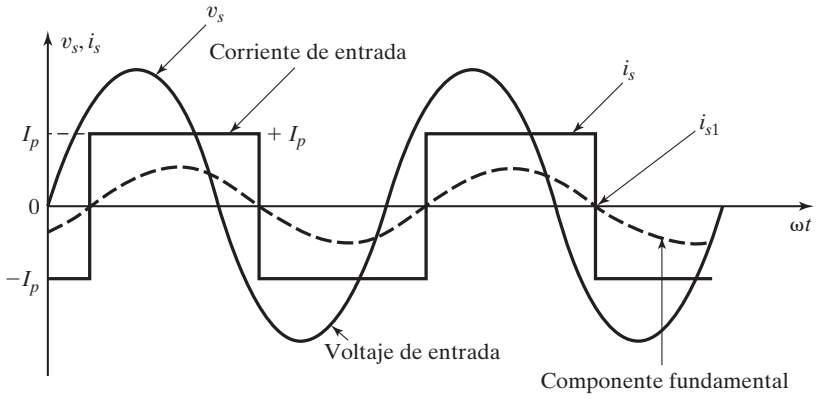


FIGURA 3.8

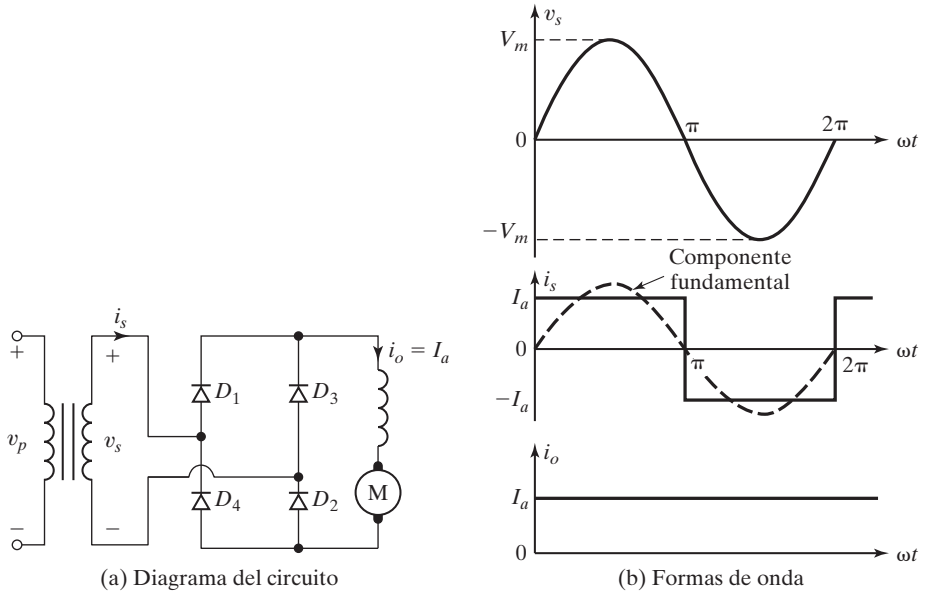
Formas de onda del voltaje y corriente de entrada.

Notas

1. El HF mide la distorsión de una forma de onda y también se conoce como *distorsión armónica total* (THD)
2. Si la corriente de entrada i_s es puramente senoidal, $I_{s1} = I_s$ y el factor de potencia PF es igual al factor de desplazamiento DF. El ángulo de desplazamiento ϕ se convierte en el ángulo de impedancia $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$ para una carga RL.
3. El factor de desplazamiento DF a menudo se conoce como *factor de potencia de desplazamiento* (DPF).
4. Un rectificador ideal debe tener $\eta = 100\%$, $V_{ca} = 0$, RF = 0, TUF = 1, HF = THD = 0 y PF = DPF = 1.

Ejemplo 3.4 Cómo determinar el factor de potencia de entrada de un rectificador de onda completa

En la figura 3.9a se muestra un rectificador monofásico que abastece a una carga altamente inductiva como un motor de cd. La relación de vueltas del transformador es la unidad. La carga es tal que el motor extrae una corriente I_a de la armadura sin rizos como se muestra en la figura 3.9b. Determine (a) el HF de la corriente de entrada y (b) el PF de entrada del rectificador.



(a) Diagrama del circuito (b) Formas de onda

FIGURA 3.9

Rectificador de onda completa con un motor de cd como carga.

Solución

Por lo común un motor de cd es altamente inductivo y actúa como filtro al reducir la corriente de rizo de la carga.

a. En la figura 3.9b se muestran las formas de onda de la corriente y del voltaje de entrada. La corriente de entrada se puede expresar en una serie de Fourier como sigue

$$i_s(t) = I_{cd} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_a\, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi}$$

Sustituyendo los valores de a_n y b_n, la expresión para la corriente de entrada es

$$i_s(t) = \frac{4I_a}{\pi}\left(\frac{\operatorname{sen} \omega t}{1} + \frac{\operatorname{sen} 3\omega t}{3} + \frac{\operatorname{sen} 5\omega t}{5} + \cdots\right) \tag{3.24}$$

El valor rms del componente fundamental de la corriente de entrada es

$$I_{s1} = \frac{4I_a}{\pi\sqrt{2}} = 0.90 I_a$$

El valor rms de la corriente de entrada es

$$I_s = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_a \left[1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{9}\right)^2 + \cdots\right]^{1/2} = I_a$$

Con la ecuación (3.22),

$$\text{HF} = \text{THD} = \left[\left(\frac{1}{0.90}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.4843 \quad \text{o} \quad 48.43\%$$

b. El ángulo de desplazamiento $\phi = 0$ y DF = $\cos \phi = 1$. Con la ecuación (3.23), el PF = $(I_{s1}/I_s) \cos \phi$ = 0.90 (retraso).

Puntos clave de la sección 3.5

- El factor de potencia de entrada de un rectificador con carga resistiva es PF = 1.0 y PF = 0.9 con una carga altamente inductiva. El factor de potencia dependerá de la carga inductiva y de la cantidad de distorsión de la corriente de entrada.

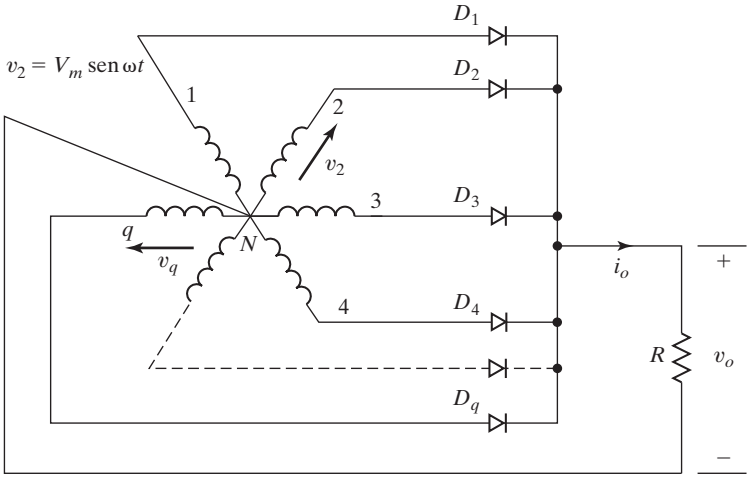
3.6 RECTIFICADORES MULTIFÁSICOS EN ESTRELLA

Hemos visto en la ecuación (3.11) que el voltaje de salida promedio que se podría obtener con rectificadores monofásicos de onda completa es $0.6366V_m$, los cuales se utilizan en aplicaciones hasta un nivel de potencia de 15 kW. Para salidas de potencia mayores se utilizan rectificadores *trifásicos* y *polifásicos*. La serie de Fourier del voltaje de salida dada por la ecuación (3.12) indica que la salida contiene armónicos y que la frecuencia del *componente fundamental* es dos

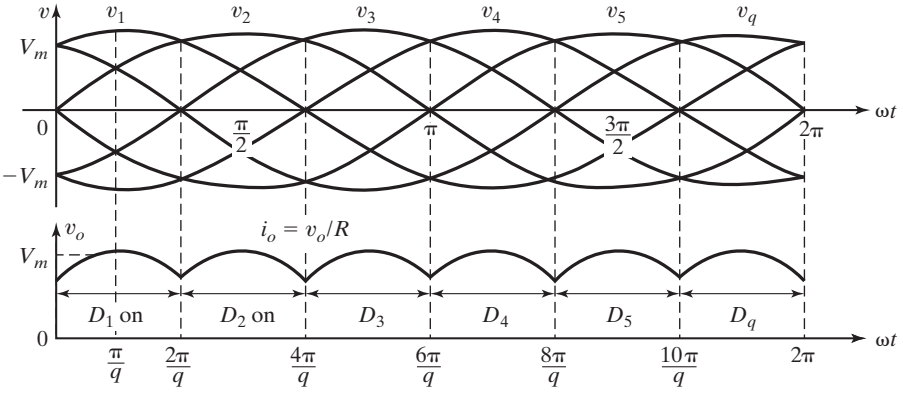
veces la frecuencia de la fuente ($2f$). En la práctica es usual utilizar un filtro para reducir el nivel de armónicos en la carga; el tamaño del filtro se reduce al aumentar la frecuencia de los armónicos. Además de la mayor salida de potencia de los rectificadores polifásicos, la frecuencia fundamental de los armónicos también se incrementa y es q veces la frecuencia de la fuente (qf). Este rectificador también se conoce como rectificador en estrella.

El circuito del rectificador de la figura 3.2a se puede ampliar a múltiples fases al tener devanados multifásicos en el secundario del transformador como se muestra en la figura 3.10a. Se puede considerar que este circuito se compone de q rectificadores monofásicos y de un tipo de media onda. El diodo k-ésimo conduce durante el periodo en que el voltaje de la fase k-ésima es más alto que el de otras fases. La figura 3.10b muestra las formas de onda de los voltajes y corrientes. El periodo de conducción de cada diodo es $2\pi/q$.

En la figura 3.10b se observa que la corriente que fluye a través del devanado secundario es unidireccional y que contiene un componente de cd. Sólo un devanado secundario conduce corriente durante un tiempo particular, y por consiguiente el primario debe conectarse en delta



(a) Diagrama del circuito



(b) Formas de onda

FIGURA 3.10

Rectificadores polifásicos o multifásicos.

para eliminar el componente de cd en el lado de entrada del transformador. Así se minimiza el contenido armónico de la corriente de línea en el primario.

Suponiendo una onda coseno desde π/q hasta $2\pi/q$, el voltaje de salida promedio de un rectificador de q fases está dado por

$$V_{\text{cd}} = \frac{2}{2\pi/q}\int_0^{\pi/q} V_m \cos \omega t \, d(\omega t) = V_m \frac{q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \tag{3.25}$$

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi/q}\int_0^{\pi/q} V_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= V_m \left[\frac{q}{2\pi}\left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{q}\right)\right]^{1/2} \tag{3.26}$$

Si la carga es puramente resistiva, la corriente pico a través de un diodo es $I_m = V_m/R$ y podemos calcular el valor rms de una corriente de diodo (o corriente en el secundario de un transformador) como

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi/q} I_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= I_m \left[\frac{1}{2\pi}\left(\frac{\pi}{q} + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{q}\right)\right]^{1/2} = \frac{V_{\text{rms}}}{R} \tag{3.27}$$

Ejemplo 3.5 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador trifásico en estrella

Un rectificador trifásico en estrella tiene una carga puramente resistiva con R ohms. Determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el factor TUF; (e) el PIV de cada diodo, y (d) la corriente pico a través de un diodo si el rectificador suministra una $I_{cd} = 30$ A a un voltaje de salida de $V_{cd} = 140$ V.

Solución

Para un rectificador trifásico $q = 3$ en las ecuaciones (3.25) a (3.27)

a. Con la ecuación (3.25), $V_{cd} = 0.827V_m$ e $I_{\text{cd}} = 0.827V_m/R$. Con la ecuación (3.26), $V_{\text{rms}} = 0.84068V_m$ e $I_{\text{rms}} = 0.84068V_m/R$. Con la ecuación (3.1), $P_{\text{cd}} = (0.827V_m)^2/R$; con la ecuación (3.2), $P_{\text{ca}} = (0.84068V_m)^2/R$, y con la ecuación (3.3), la eficiencia es

$$\eta = \frac{(0.827V_m)^2}{(0.84068V_m)^2} = 96.77\%$$

b. Con la ecuación (3.5), el FF = 0.84068/0.827 = 1.0165 o 101.65%.

c. Con la ecuación (3.7), el RF $= \sqrt{1.0165^2 - 1} = 0.1824 = 18.24\%$.

d. El voltaje rms del secundario del transformador, $V_s = V_m/\sqrt{2} = 0.707V_m$. Con la ecuación (3.27), la corriente rms del secundario del transformador es

$$I_s = 0.4854I_m = \frac{0.4854V_m}{R}$$

La capacidad de volts-amperes del transformador para $q = 3$ es

$$\text{VA} = 3V_sI_s = 3 \times 0.707V_m \times \frac{0.4854V_m}{R}$$

Con la ecuación (3.8)

$$\text{TUF} = \frac{0.827^2}{3 \times 0.707 \times 0.4854} = 0.6643$$

$$\text{PF} = \frac{0.84068^2}{3 \times 0.707 \times 0.4854} = 0.6844$$

e. El voltaje inverso pico de cada diodo es igual al valor pico del voltaje línea a línea del secundario. Los circuitos trifásicos se repasan en el Apéndice A. El voltaje de línea a línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de fase y por consiguiente el PIV $= \sqrt{3}\, V_m$.

f. La corriente promedio a través de cada diodo es

$$I_{D(\text{prom})} = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi/q} I_m \cos \omega t \, d(\omega t) = I_m \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \tag{3.28}$$

Para $q = 3$, $I_{D(\text{prom})} = 0.2757 I_m$. La corriente promedio a través de cada diodo es $I_{D(prom)} = 30/3 = 10$ A y ésta da la corriente pico como $I_m = 10/0.2757 = 36.27$ A.

Ejemplo 3.6 Cómo determinar la serie de Fourier de un rectificador de *q* fases

a. Exprese el voltaje de salida de un rectificador de q fases de la figura 3.10a en una serie de Fourier.

b. Si $q = 6$, $V_m = 170$ V, y la frecuencia de alimentación es $f = 60$ Hz, determine el valor rms del armónico dominante y su frecuencia.

Solución

a. La figura 3.10b muestra las formas de onda para q pulsos y la frecuencia de la salida es q veces el componente fundamental (qf). Para determinar las constantes de la serie de Fourier integramos a partir de $-\pi/q$ a π/q y las constantes son

$$b_n = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi/q}\int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_m \cos \omega t \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{qV_m}{\pi}\left\{\frac{\operatorname{sen}[(n-1)\pi/q]}{n-1} + \frac{\operatorname{sen}[(n+1)\pi/q]}{n+1}\right\}$$

$$= \frac{qV_m}{\pi}\frac{(n+1)\operatorname{sen}[(n-1)\pi/q] + (n-1)\operatorname{sen}[(n+1)\pi/q]}{n^2-1}$$

Después de simplificar se aplican las siguientes relaciones trigonométricas,

$$\operatorname{sen}(A + B) = \operatorname{sen} A \cos B + \cos A \operatorname{sen} B$$

y

$$\operatorname{sen}(A - B) = \operatorname{sen} A \cos B - \cos A \operatorname{sen} B$$

obtenemos

$$a_n = \frac{2qV_m}{\pi(n^2-1)}\left(n \operatorname{sen}\frac{n\pi}{q}\cos\frac{\pi}{q} - \cos\frac{n\pi}{q}\operatorname{sen}\frac{\pi}{q}\right) \tag{3.29}$$

Para un rectificador con q pulsos por ciclo, los armónicos del voltaje de salida son: el q-ésimo, $2q$-ésimo, $3q$-ésimo, y $4q$-ésimo, y la ecuación (3.29) es válida para $n = 0, 1q, 2q, 3q$. El término $\text{sen}(n\pi/q) = \text{sen}\ \pi = 0$ y la ecuación es

$$a_n = \frac{-2qV_m}{\pi(n^2 - 1)}\left(\cos\frac{n\pi}{q}\,\text{sen}\frac{\pi}{q}\right)$$

El componente de cd se determina con $n = 0$ y es

$$V_{\text{cd}} = \frac{a_0}{2} = V_m\frac{q}{\pi}\,\text{sen}\frac{\pi}{q} \tag{3.30}$$

la cual es igual a la ecuación (3.25). La serie de Fourier del voltaje de salida v_0 se expresa como

$$v_0(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=q,2q,\ldots}^{\infty} a_n \cos n\omega t$$

Sustituyendo el valor de a_n, obtenemos

$$v_0 = V_m\frac{q}{\pi}\,\text{sen}\frac{\pi}{q}\left(1 - \sum_{n=q,2q,\ldots}^{\infty}\frac{2}{n^2 - 1}\cos\frac{n\pi}{q}\cos n\omega t\right) \tag{3.31}$$

b. Con $q = 6$, el voltaje de salida se expresa como

$$v_0(t) = 0.9549V_m\left(1 + \frac{2}{35}\cos 6\omega t - \frac{2}{143}\cos 12\omega t + \cdots\right) \tag{3.32}$$

El sexto armónico es el dominante. El valor rms de un voltaje senoidal es $1/\sqrt{2}$ veces su magnitud pico, y el rms del sexto armónico es $V_{6h} = 0.9549V_m \times 2/(35 \times \sqrt{2}) = 6.56$ V y su frecuencia es $f_6 = 6f = 360$ Hz.

Puntos clave de la sección 3.6

- Un rectificador polifásico incrementa la cantidad de componentes de cd y reduce la cantidad de los componentes armónicos. El voltaje de salida de un rectificador de q fases contiene armónicos cuyas frecuencias son múltiplos de q (q veces la frecuencia de alimentación), qf.

3.7 RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

Por lo común, un rectificador trifásico se utiliza en aplicaciones de alta potencia y se muestra en la figura 3.11. Éste es un *rectificador* de *onda completa*. Puede funcionar con o sin transformador y produce rizos de seis pulsos en el voltaje de salida. Los diodos se numeran en orden de secuencias de conducción y cada uno conduce durante 120 grados. La secuencia de conducción de los diodos es $D_1 - D_2$, $D_3 - D_2$, $D_3 - D_4$, $D_5 - D_4$, $D_5 - D_6$, y $D_1 - D_6$. El par de diodos que están conduciendo son tal que el voltaje en sus terminales es el más positivo y el más negativo. El voltaje de línea a línea es $\sqrt{3}$ veces el voltaje de fase de una fuente trifásica conectada en Y. La figura 3.12 muestra las formas de onda y los tiempos de conducción de los diodos [4].

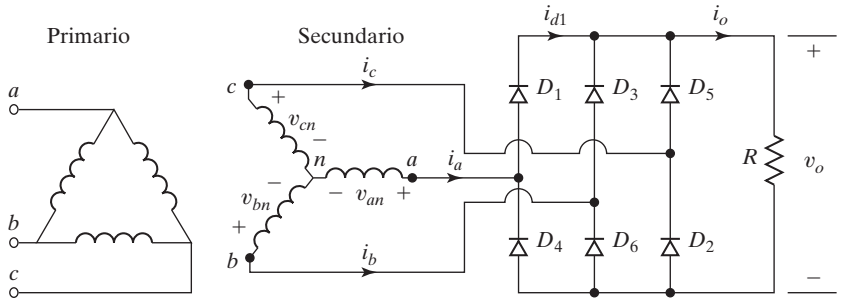


FIGURA 3.11

Rectificador trifásico .

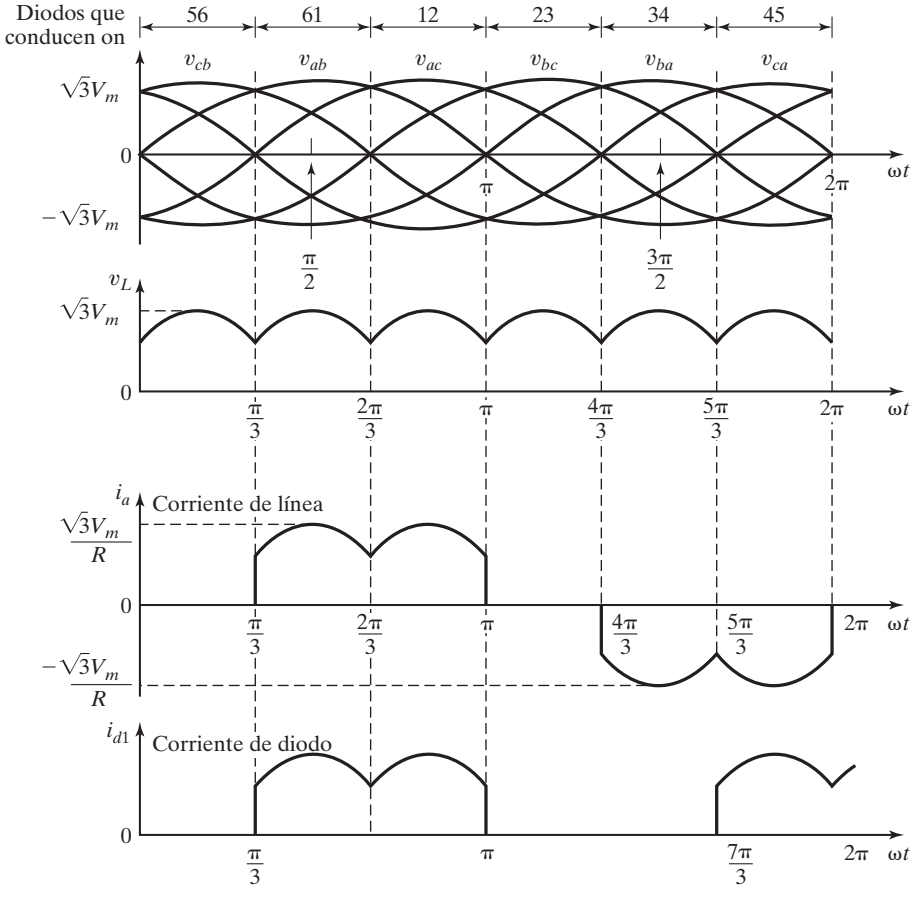


FIGURA 3.12

Formas de onda y tiempos de conducción de los diodos.

Si V_m es el valor pico del voltaje de fase, entonces los voltajes de fase instantáneos se describen como sigue

$$v_{an} = V_m \operatorname{sen}(\omega t) \quad v_{bn} = V_{\mathrm{m}} \operatorname{sen}(\omega t - 120°) \quad v_{cn} = V_m \operatorname{sen}(\omega t - 240°)$$

Como el voltaje de línea a línea se adelanta 30° al voltaje de fase, los voltajes instantáneos de línea a línea se describen como sigue

$$v_{ab} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}(\omega t + 30°) \quad v_{bc} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}(\omega t - 90°)$$
$$v_{ca} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}(\omega t - 210°)$$

El voltaje de salida promedio se determina como sigue

$$V_{\mathrm{cd}} = \frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6} \sqrt{3}\, V_m \cos \omega t\, d(\omega t)$$
$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654 V_m \tag{3.33}$$

donde V_m es el voltaje de fase pico. El voltaje de salida rms es

$$V_{\mathrm{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi/6}\int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}\right)^{1/2} V_m = 1.6554 V_m \tag{3.34}$$

Si la carga es puramente resistiva, la corriente pico a través de un diodo es $I_m = \sqrt{3}\, V_m/R$ y el valor rms de la corriente en el diodo es

$$I_{D(\mathrm{rms})} = \left[\frac{4}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= I_m\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{6}\right)\right]^{1/2}$$
$$= 0.5518 I_m \tag{3.35}$$

y el valor rms de la corriente en el secundario del transformador es,

$$I_s = \left[\frac{8}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= I_m\left[\frac{2}{\pi}\left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{6}\right)\right]^{1/2}$$
$$= 0.7804 I_m \tag{3.36}$$

donde I_m es la corriente de línea pico en el secundario.

Para un rectificador trifásico $q = 6$, la ecuación (3.32) da el voltaje de salida instantáneo como

$$v_0(t) = 0.9549 V_m\left(1 + \frac{2}{35}\cos(6\omega t) - \frac{2}{143}\cos(12\omega t) + \cdots\right) \tag{3.37}$$

Nota: Para incrementar el número de pulsos en los voltajes de salida a 12, se conectan en serie dos rectificadores trifásicos. La entrada a un rectificador es un secundario conectado en Y de un transformador, y la entrada al otro rectificador es un secundario conectado en delta de un transformador.

Ejemplo 3.7 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador trifásico

Un rectificador trifásico tiene una carga resistiva pura R. Determine (a) la eficiencia; (b) el FF; (c) el RF; (d) el TUF; (e) el voltaje inverso pico (PIV) de cada diodo, y (f) la corriente pico a través de un diodo. El rectificador suministra $I_{cd} = 60$ A a un voltaje de salida de $V_{cd} = 280.7$ V y la frecuencia de la fuente es 60 Hz.

Solución

a. Con la ecuación (3.33), $V_{cd} = 1.654V_m$ e $I_{cd} = 1.654V_m/R$. Con la ecuación (3.34), $V_{rms} = 1.6554V_m$ e $I_{o(rms)} = 1.654V_m/R$. Con la ecuación (3.1), $P_{cd} = (1.654V_m)^2/R$, con la ecuación (3.2), $P_{ca} = (1.654V_m)^2/R$ y con la ecuación (3.3) la eficiencia es

$$\eta = \frac{(1.654V_m)^2}{(1.6554V_m)^2} = 99.83\%$$

b. Con la ecuación (3.5) el FF = 1.6554/1.654 = 1.0008 = 100.08%

c. Con la ecuación (3.6), el RF $= \sqrt{1.0008^2 - 1} = 0.04 = 4\%$.

d. Con la ecuación (3.15), el voltaje rms del secundario del transformador es $V_s = 0.707V_m$. Con la ecuación (3.36), la corriente rms del secundario del transformador es

$$I_s = 0.7804I_m = 0.7804 \times \sqrt{3}\,\frac{V_m}{R}$$

La capacidad VA del transformador,

$$\text{VA} = 3V_sI_s = 3 \times 0.707V_m \times 0.7804 \times \sqrt{3}\,\frac{V_m}{R}$$

Con la ecuación (3.8),

$$\text{TUF} = \frac{1.654^2}{3 \times \sqrt{3} \times 0.707 \times 0.7804} = 0.9542$$

El factor de potencia de entrada es

$$\text{PF} = \frac{P_{ca}}{\text{VA}} = \frac{1.6554^2}{3 \times \sqrt{3} \times 0.707 \times 0.7804} = 0.956 \text{ (retraso)}$$

e. Con la ecuación (3.33), el voltaje pico de línea a neutro es $V_m = 280.7/1.654 = 169.7$ V. El voltaje inverso pico de cada diodo es igual al valor pico del voltaje de línea a línea del secundario, PIV $= \sqrt{3}\,V_m = \sqrt{3} \times 169.7 = 293.9$ V.

f. La corriente promedio a través de cada diodo es

$$I_{D(\text{prom})} - = \frac{4}{2\pi}\int_0^{\pi/6} I_m \cos \omega t\, d(\omega t) = I_m \frac{2}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{6} = 0.3183I_m$$

La corriente promedio a través de cada diodo es $I_{D(\text{prom})} = 60/3 = 20$ A; por consiguiente, la corriente pico es $I_m = 20/0.3183 = 62.83$ A.

Nota: Este rectificador ofrece desempeños considerablemente mejorados en comparación con los del rectificador polifásico de la figura 3.10 con seis pulsos.

Puntos clave de la sección 3.7

- Un rectificador trifásico ha mejorado considerablemente su desempeño en comparación con el de los rectificadores monofásicos.

3.8 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONECTADO A UNA CARGA *RL*

Las ecuaciones derivadas en la sección 3.4 se pueden aplicar para determinar la corriente de la carga de un rectificador trifásico con una carga *RL* (como se muestra en la figura 3.13). En la figura 3.12 se observa que el voltaje de salida es

$$v_{ab} = \sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen} \omega t \quad \text{para} \quad \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$$

donde V_{ab} es el voltaje rms de entrada de línea a línea. La corriente en la carga se determina con

$$L\frac{di_0}{dt} + Ri_0 + E = \left|\sqrt{2}\, V_{ab} \operatorname{sen} \omega t\right| \text{ para } i_0 \geq 0$$

cuya solución tiene la forma

$$i_0 = \left|\frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta)\right| + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \tag{3.38}$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]$ y el ángulo de impedancia de la carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$. La constante A_1 en la ecuación (3.38) se determina a partir de la condición: con $\omega t = \pi/3$, $i_0 = I_0$.

$$A_1 = \left[I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)\right] e^{(R/L)(\pi/3\omega)}$$

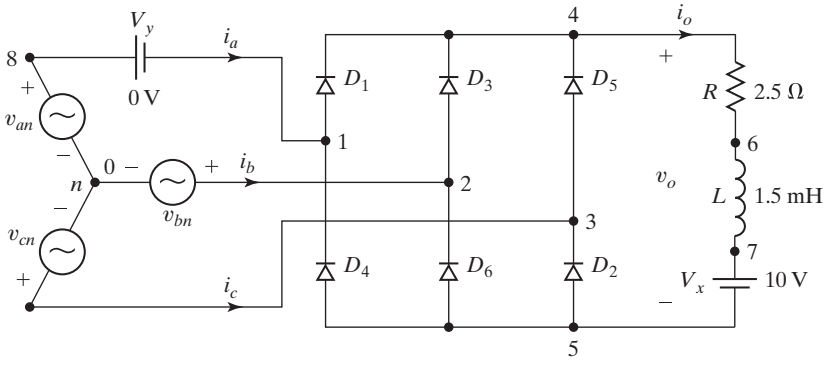


FIGURA 3.13

Rectificador trifásico para simulación con PSpice.

La sustitución de A_1 en la ecuación (3.38) da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \left[I_0 + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z}\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)\right]e^{(R/L)(\pi/3\omega - t)} - \frac{E}{R} \tag{3.39}$$

En una condición estable, $i_0(\omega t = 2\pi/3) = i_0(\omega t = \pi/3)$. Es decir, $i_0(\omega t = 2\pi/3) = I_0$. Aplicando esta condición obtenemos el valor de I_0 como

$$I_0 = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z}\frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta)e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para } I_0 \geq 0 \tag{3.40}$$

la cual, después de sustituir en la ecuación (3.39) y simplificar, da

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z}\left[\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + \frac{\operatorname{sen}(2\pi/3 - \theta) - \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta)}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}e^{(R/L)(\pi/3\omega - t)}\right] - \frac{E}{R} \quad \text{para } \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \text{ y } i_0 \geq 0 \tag{3.41}$$

La corriente rms en el diodo se determina con la ecuación (3.41) como

$$I_{D(\text{rms})} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_0^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

y la corriente rms de salida se determina entonces combinando la corriente rms de cada diodo como

$$I_{o(\text{rms})} = (I_{D(\text{rms})}^2 + I_{D(\text{rms})}^2 + I_{D(\text{rms})}^2)^{1/2} = \sqrt{3}\, I_r$$

La corriente promedio en el diodo también se determina con la ecuación (3.40) como

$$I_{D(\text{prom})} = \frac{2}{2\pi}\int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_0\, d(\omega t)$$

Condiciones límite: La condición de la discontinuidad de corriente se determina anulando la corriente I_0 en la ecuación (3.40)

$$\frac{\sqrt{2}V_{AB}}{Z}\cdot\left[\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{3\omega}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{3\omega}\right)}}\right] - \frac{E}{R} = 0$$

la cual se puede resolver para la relación de voltaje $x = E/(\sqrt{2}V_{AB})$ como

$$x(\theta) := \left[\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)e^{-\left(\frac{\pi}{3\tan(\theta)}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{3\tan(\theta)}\right)}}\right]\cos(\theta) \tag{3.42}$$

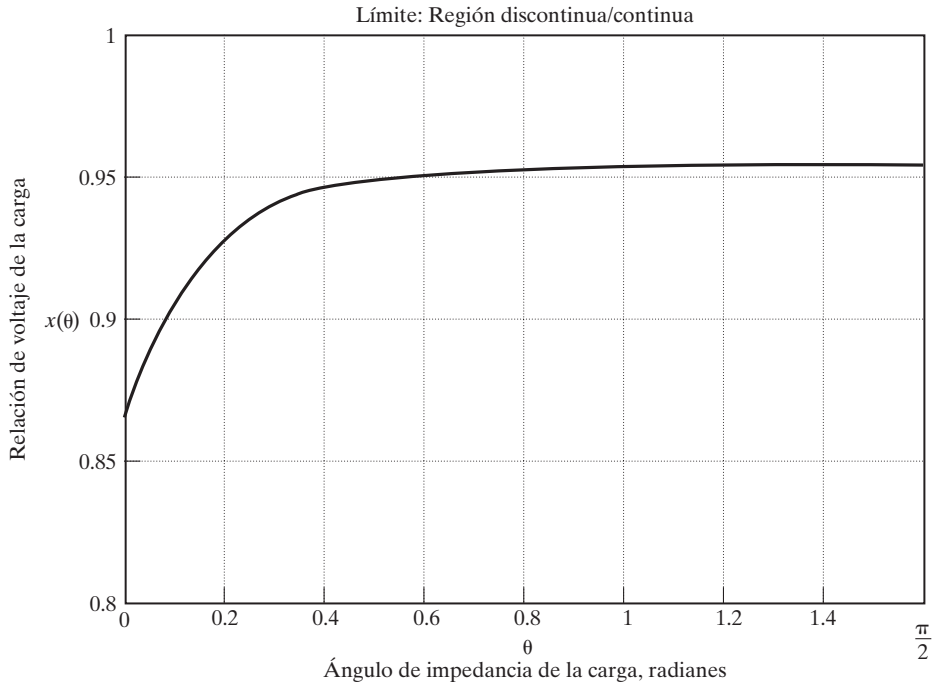


FIGURA 3.14

Límite de las regiones continua y discontinua para un rectificador trifásico.

La gráfica de la relación de voltaje x en función del ángulo de impedancia θ de la carga se muestra en la figura 3.14. El ángulo θ de la carga no puede ser mayor que $\pi/2$. El valor de x es de 95.49% con $\theta = 1.5598$ rad, 95.03% con $\theta = 0.52308(30^o)$ y 86.68% con $\theta = 0$.

Ejemplo 3.8 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un rectificador trifásico con una carga *RL*

El rectificador trifásico de onda completa de la figura 3.13 tiene una carga $L = 1.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, y $E = 10$ V. El voltaje de entrada de línea a línea es $V_{ab} = 208$ V, 60 Hz. (a) Determine (1) la corriente estable I_0 de la carga con $\omega t = \pi/3$; (2) la corriente promedio en el diodo $I_{D(\text{prom})}$; (3) la corriente rms en el diodo $I_{D(\text{rms})}$; (4) la corriente rms de salida $I_{o(\text{rms})}$, y (5) el factor de potencia de entrada PF. (b) Use PSpice para graficar la corriente instantánea de salida i_o. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E − 15, BV = 1800 V.

Solución

a. $R = 2.5\ \Omega$, $L = 1.5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_{ab} = 208$ V, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 2.56\ \Omega$, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12.74°$.

1. La corriente estable de carga con $\omega t = \pi/3$, $I_0 = 105.77$ A.

2. La integración numérica de i_0 en la ecuación (3.41) da la corriente promedio en el diodo como $I_{D(\text{prom})} = 36.09$ A. Dado que $I_0 > 0$, la corriente de carga es continua.

3. Mediante la integración numérica de i_0^2 entre los límites $\omega t = \pi/3$ y $2\pi/3$, obtenemos la corriente rms en el diodo como $I_{D(\text{rms})} = 62.53$ A.

4. La corriente rms de salida $I_{D(\text{rms})} = \sqrt{3}I_{o(\text{rms})} = \sqrt{3} \times 62.53 = 108.31$ A.

5. La potencia de ca de la carga es $P_{\text{ac}} = I^2_{o(\text{rms})}R = 108.31^2 \times 2.5 = 29.3$ kW. El factor de potencia de entrada es

$$\text{PF} = \frac{P_{\text{ca}}}{3\sqrt{2}V_s I_{D(\text{rms})}} = \frac{29.3 \times 10^3}{3\sqrt{2} \times 120 \times 62.53} = 0.92 \text{ (retraso)}$$

b. La figura 3.13 muestra el rectificador trifásico para la simulación con PSpice. A continuación se da la lista del archivo del circuito:

```
Ejemplo 3.8 Rectificador trifásico con carga RL
VAN   8   0   SIN (0 169.7V 60HZ)
VBN   2   0   SIN (0 169.7V 60HZ 0 0 120DEG)
VCN   3   0   SIN (0 169.7V 60HZ 0 0 240DEG)
L     6   7   1.5MH
R     4   6   2.5
VX    7   5   DC 10V ; Fuente de voltaje para medir la corriente de salida
VY    8   1   DC  0V ; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
D1    1   4   DMOD                  ; Modelo de diodo
D3    2   4   DMOD
D5    3   4   DMOD
D2    5   3   DMOD
D4    5   1   DMOD
D6    5   2   DMOD
.MODEL  DMOD  D (IS=2.22E-15 BV=1800V)   ; Parámetros del modelo de diodo
.TRAN   1OUS  25MS  16.667MS  1OUS        ; Análisis transitorio
.PROBE                                    ; Postprocesador gráfico
.options ITL5=0 abstol = 1.000n reltol = .01 vntol = 1.000m
.END
```

La figura 3.15 muestra la gráfica generada por PSpice de la corriente instantánea de salida i_0, la cual da $I_0 = 104.89$ A, comparada con el valor esperado de 10.5.77 A. En la simulación con PSpice se utilizó un diodo Dbreak para incluir los parámetros de diodo especificados.

Puntos clave de la sección 3.8

- Una carga inductiva puede hacer que la corriente de la carga sea continua. El valor crítico de la constante de fuerza electromotriz (emf) de la carga x ($= E/V_m$) para un ángulo de impedancia de carga θ dado es mayor que el de un rectificador monofásico; es decir, $x = 86.68\%$ con $\theta = 0$.
- Con una carga altamente inductiva, la corriente de entrada de un rectificador se transforma en una onda cuadrada de ca discontinua.
- Por lo común, el rectificador trifásico se utiliza en aplicaciones industriales que van desde 50 kW hasta megawatts. En la tabla 3.3 se presentan las comparaciones de rectificadores monofásicos y trifásicos.

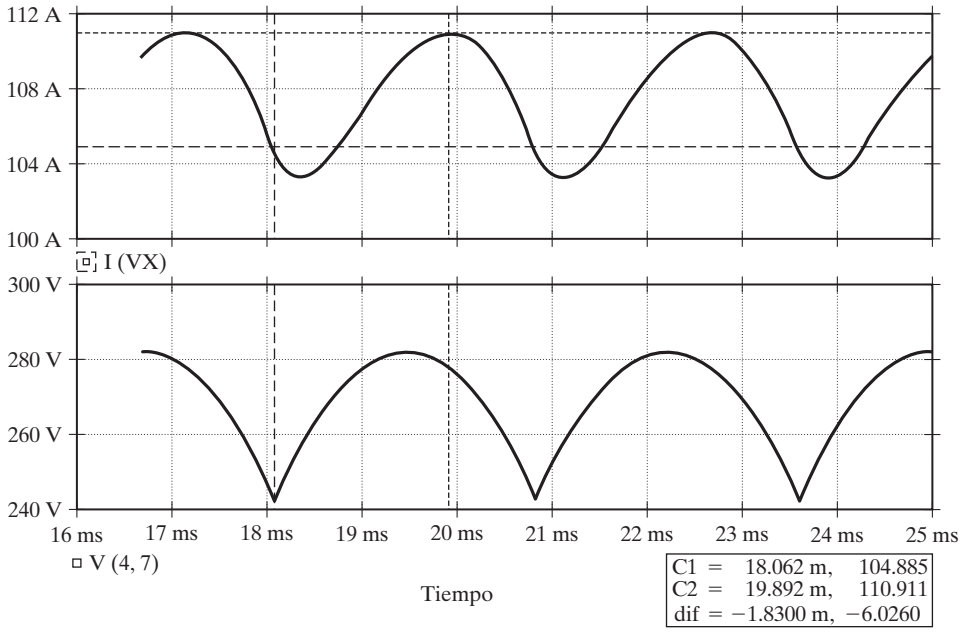


FIGURA 3.15

Gráfica generada por PSpice para el ejemplo 3.8.

TABLA 3.3 Ventajas y desventajas de los rectificadores monofásicos y trifásicos

	Ventajas	Desventajas
Rectificador trifásico	Produce más voltaje de salida y más salida de potencia, hasta megawatts	La carga no se puede conectar a tierra sin un transformador en el lado de entrada
	La frecuencia de rizo es seis veces la frecuencia de alimentación y la salida contiene menos contenido de rizos	Más costoso, debe utilizarse en aplicaciones que lo requieran
	El factor de potencia de entrada es más alto	
Rectificador monofásico	Adecuado para aplicaciones industriales hasta de 100 kW	La carga no se puede conectar a tierra sin un transformador en el lado de entrada
	La frecuencia de rizo es dos veces la frecuencia de alimentación	Aunque no se requiere un transformador en el lado de entrada para que funcione el rectificador, se suele conectar uno para aislar eléctricamente la carga que proviene de la alimentación
	Sencillo de usar en unidades comercialmente disponibles	

3.9 RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA

Con una carga altamente inductiva, la corriente de la carga de un rectificador trifásico que aparece en la figura 3.11 será continua, con contenido insignificante de rizo.

En la figura 3.12 se muestra la forma de onda de la corriente de línea, la cual es simétrica con un ángulo ($q = p/6$) cuando el voltaje de fase se vuelve cero, no así cuando el voltaje de línea a línea v_{ab} se vuelve cero. Por consiguiente, para satisfacer la condición de $f(x + 2\pi) = f(x)$, la corriente de entrada se describe por

$$i_s(t) = I_a \quad \text{para} \quad \frac{\pi}{6} \le \omega t \le \frac{5\pi}{6}$$
$$i_s(t) = -I_a \quad \text{para} \quad \frac{7\pi}{6} \le \omega t \le \frac{11\pi}{6}$$

la cual se expresa en una serie de Fourier como

$$i_s(t) = I_{\text{cd}} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega t)) = \sum_{n=1}^{\infty} c_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

donde los coeficientes son

$$I_{\text{cd}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_a\, d(\omega t) = 0$$
$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\cos(n\omega t)\, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_a \cos(n\omega t)\, d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_a \cos(n\omega t)\, d(\omega t)\right] = 0$$
$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_a \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_a \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t)\right]$$

la cual, después de integrarla y simplificarla da b_n como

$$b_n = \frac{-4I_a}{n\pi}\cos(n\pi)\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad \text{para} \quad n = 1, 5, 7, 11, 13, \ldots$$
$$b_n = 0 \quad \text{para} \quad n = 2, 3, 4, 6, 8, 9, \ldots$$
$$c_n = \sqrt{(a_n)^2 + (b_n)^2} = \frac{-4I_a}{n\pi}\cos(n\pi)\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right)$$
$$\phi_n = \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right) = 0$$

Por consiguiente, la serie de Fourier de la corriente de entrada está dada por

$$i_s = \frac{4\sqrt{3}I_a}{2\pi}\left(\frac{\operatorname{sen}(\omega t)}{1} - \frac{\operatorname{sen}(5\omega t)}{5} - \frac{\operatorname{sen}(7\omega t)}{7} + \frac{\operatorname{sen}(11\omega t)}{11} + \frac{\operatorname{sen}(13\omega t)}{13} - \frac{\operatorname{sen}(17\omega t)}{17} - \cdots\right) \tag{3.43}$$

El valor rms de la corriente de entrada armónica n-ésima está dado por

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \tag{3.44}$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a = 0.7797 I_a$$

La corriente rms de entrada

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_a^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a \sqrt{\frac{2}{3}} = 0.8165 I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.3108 \quad \text{o} \quad 31.08\%$$

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = \cos(0) = 1$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(0) = \frac{0.7797}{0.8165} = 0.9549$$

Nota: Si comparamos el PF con el del ejemplo 3.7, donde la carga es puramente resistiva, observamos que el PF de entrada depende del ángulo de la carga. Con una carga puramente resistiva, PF = 0.956.

Puntos clave de la sección 3.9

- Con una carga altamente inductiva, la corriente de entrada de un rectificador se transforma en una onda cuadrada de ca. El factor de potencia de entrada de un rectificador trifásico es 0.955, el cual es mayor que 0.9 en un rectificador monofásico.

3.10 COMPARACIONES DE DIODOS RECTIFICADORES

El objetivo de un rectificador es producir un voltaje de salida de ca a una potencia de salida de cd dada. Por consiguiente, es más conveniente expresar los parámetros de desempeño en función de V_{cd} y P_{cd}. Por ejemplo, la capacidad y relación de vueltas del transformador en un circuito de rectificador son fáciles de determinar si el voltaje rms de entrada al rectificador está en función del voltaje de salida requerido V_{cd}. En la tabla 3.4 se resumen los parámetros importantes [3]. Debido a sus méritos relativos, por lo común se usan los rectificadores monofásicos y trifásicos.

Puntos clave de la sección 3.10

- Los rectificadores monofásicos y trifásicos, cuyos méritos son relativos, por lo común se utilizan para conversión de ca a cd.

3.11 DISEÑO DE UN CIRCUITO RECTIFICADOR

El diseño de un rectificador conlleva determinar las capacidades de diodos semiconductores. Normalmente, las capacidades de diodos se especifican en función de la corriente promedio, la corriente rms, la corriente pico y el voltaje pico inverso. No existen procedimientos estándar de diseño, aunque se requiere determinar las formas de las corrientes y voltajes del diodo.

TABLA 3.4 Parámetros de desempeño de diodos rectificadores con una carga resistiva

Parámetros de desempeño	Rectificador monofásico con transformador de derivación central	Rectificador monofásico	Rectificador de seis fases en estrella	Rectificador trifásico
Voltaje inverso pico repetitivo, V_{RRM}	$3.14V_{cd}$	$1.57V_{cd}$	$2.09V_{cd}$	$1.05V_{cd}$
Voltaje rms de entrada por la pata del transformador, V_s	$1.11V_{cd}$	$1.11V_{cd}$	$0.74V_{cd}$	$0.428V_{cd}$
Corriente promedio en el diodo, $I_{D(prom)}$	$0.50I_{cd}$	$0.50I_{cd}$	$0.167I_{cd}$	$0.333I_{cd}$
Corriente pico repetitiva en sentido directo, I_{FRM}	$1.57I_{cd}$	$1.57I_{cd}$	$6.28I_{cd}$	$3.14I_{cd}$
Corriente rms en el diodo, $I_{D(rms)}$	$0.785I_{cd}$	$0.785I_{cd}$	$0.409I_{cd}$	$0.579I_{cd}$
Factor de forma de la corriente de diodo, $I_{D(rms)}/I_{D(prom)}$	1.57	1.57	2.45	1.74
Relación de rectificación, η	0.81	0.81	0.998	0.998
Factor de forma, FF	1.11	1.11	1.0009	1.0009
Factor de rizo, RF	0.482	0.482	0.042	0.042
Capacidad del primario del transformador, VA	$1.23P_{cd}$	$1.23P_{cd}$	$1.28P_{cd}$	$1.05P_{cd}$
Capacidad del secundario del transformador, VA	$1.75P_{cd}$	$1.23P_{cd}$	$1.81P_{cd}$	$1.05P_{cd}$
Frecuencia de rizo de salida, f_r	$2f_s$	$2f_s$	$6f_s$	$6f_s$

En las ecuaciones (3.12) y (3.37) observamos que la salida de los rectificadores contiene armónicos. Se pueden utilizar filtros para suavizar el voltaje de cd de salida del rectificador y éstos se conocen como *filtros de cd*. Por lo común los filtros de cd son del tipo L, C, y LC, como se muestra en la figura 3.16. Debido a la acción de rectificación, la corriente de entrada del rectificador también contiene armónicos y se utiliza un *filtro de ca* para eliminar algunos de los armónicos del sistema de alimentación. El filtro de ca suele ser del tipo LC, como se muestra en la figura 3.17.

Normalmente, el diseño del filtro requiere determinar las magnitudes y frecuencias de los armónicos. Los pasos implicados en el diseño de rectificadores y filtros se explican con ejemplos.

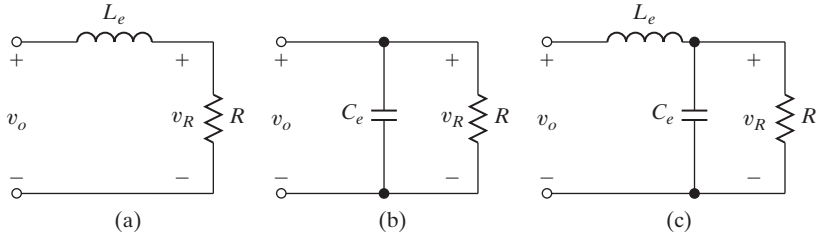


FIGURA 3.16

Filtros de cd.

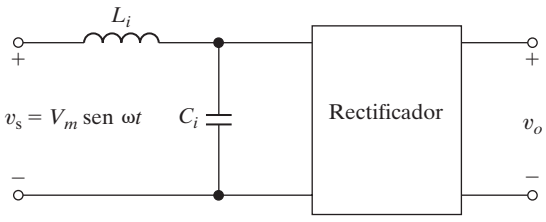


FIGURA 3.17
Filtros de ca

Ejemplo 3.9 Cómo determinar las capacidades de diodos a partir de sus corrientes

Un rectificador trifásico alimenta una carga altamente inductiva de tal modo que la corriente promedio a través de la carga es $I_{cd} = 60$ A y el contenido de rizo es insignificante. Determine las capacidades de los diodos si el voltaje de línea a neutro de la fuente conectada en Y es de 120 V a 60 Hz.

Solución

En la figura 3.18 se muestran las corrientes a través de los diodos. La corriente promedio de un diodo es $I_d = 60/3 = 20$ A. La corriente rms es

$$I_r = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\pi/3}^{\pi} I_{cd}^2 \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{I_{cd}}{\sqrt{3}} = 34.64 \text{ A}$$

El PIV $= \sqrt{3}\, V_m = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 120 = 294$ V.

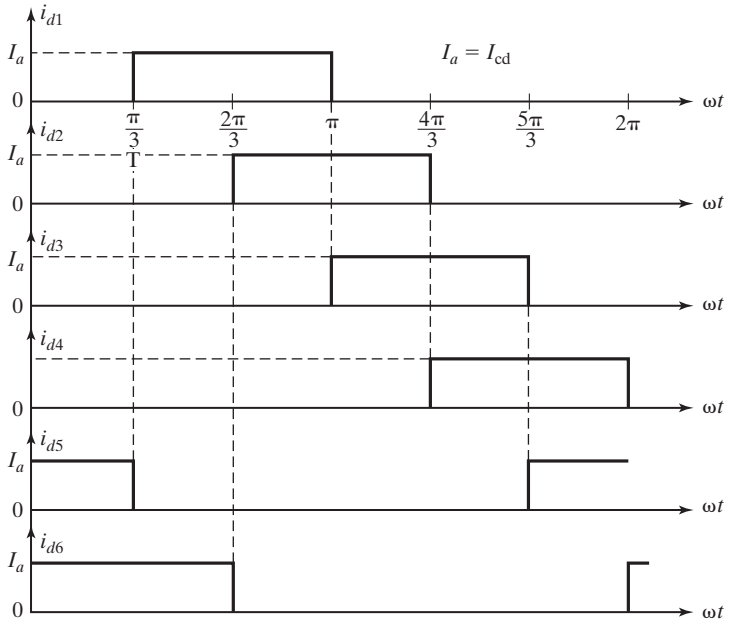


FIGURA 3.18
Corriente a través de diodos.

Nota: El factor de $\sqrt{2}$ se utiliza para convertir rms en valor pico.

Ejemplo 3.10 Cómo determinar las corrientes promedio y rms a través de un diodo a partir de las formas de onda

La figura 3.19 muestra la corriente a través de un diodo. Determine (a) la corriente rms y (b) la corriente promedio a través del diodo si $t_1 = 100$ μs, $t_2 = 350$ μs, $t_3 = 500$ μs, $f = 250$ Hz, $f_s = 5$ kHz, $I_m = 450$ A, e $I_a = 150$ A.

Solución

a. El valor, rms se define como

$$I_{D(\text{rms})} = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1}(I_m \operatorname{sen} \omega_s t)^2\, dt + \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a^2\, dt\right]^{1/2} \tag{3.45}$$
$$= (I_{t1}^2 + I_{t2}^2)^{1/2}$$

donde $\omega_s = 2\pi f_s = 31{,}415.93$ rad/s, $t_1 = \pi/\omega_s = 100$ μs y $T = 1/f$.

$$I_{D1(\text{rms})} = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1}(I_m \operatorname{sen} \omega_s t)^2\, dt\right]^{1/2} = I_m\sqrt{\frac{ft_1}{2}} \tag{3.46}$$
$$= 50.31 \text{ A}$$

y

$$I_{D2(\text{rms})} = \left(\frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\, dt\right)^2 = I_a\sqrt{f(t_3 - t_2)} \tag{3.47}$$
$$= 29.05 \text{ A}$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.46) y (3.47) en la ecuación (3.45), el valor rms es

$$I_{D(\text{rms})} = \left[\frac{I_m^2 f t_1}{2} + I_a^2 f(t_3 - t_2)\right]^{1/2} \tag{3.48}$$
$$= (50.31^2 + 29.05^2)^{1/2} = 58.09 \text{ A}$$

b. La corriente promedio se calcula a partir de

$$I_{D(\text{prom})} = \left[\frac{1}{T}\int_0^{t_1}(I_m \operatorname{sen} \omega_s t)\, dt + \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\, dt\right]$$
$$= I_{D1(\text{prom})} + I_{D2(\text{prom})}$$

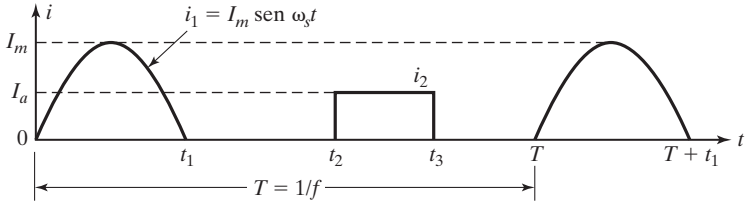


FIGURA 3.19

Forma de onda de corriente.

donde

$$I_{d1} = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} (I_m \operatorname{sen} \omega_s t)\, dt = \frac{I_m f}{\pi f_s} \tag{3.49}$$

$$I_{d2} = \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} I_a\, dt = I_a f(t_3 - t_2) \tag{3.50}$$

Por consiguiente, la corriente promedio es

$$I_{\text{cd}} = \frac{I_m f}{\pi f_s} + I_a f(t_3 - t_2) = 7.16 + 5.63 = 12.79 \text{ A}$$

Ejemplo 3.11 Cómo determinar la inductancia de la carga para limitar el contenido de corriente de rizo

El rectificador monofásico se alimenta de una fuente de 120 V, 60 Hz. La resistencia de la carga es $R = 500\ \Omega$. Calcule el valor de un inductor en serie L que limita la corriente de rizo I_{ca} a menos de 5% de I_{cd}.

Solución

La impedancia de la carga

$$Z = R + j(n\omega L) = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}\ \underline{/\theta_n} \tag{3.51}$$

y

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{n\omega L}{R} \tag{3.52}$$

y la corriente instantánea es

$$i_0(t) = I_{\text{cd}} - \frac{4V_m}{\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}\left[\frac{1}{3}\cos(2\omega t - \theta_2) + \frac{1}{15}\cos(4\omega t - \theta_4)\ldots\right] \tag{3.53}$$

donde

$$I_{\text{cd}} = \frac{V_{\text{cd}}}{R} = \frac{2V_m}{\pi R}$$

La ecuación (3.53) da el valor rms de la corriente de rizo como

$$I_{\text{ca}}^2 = \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2[R^2 + (2\omega L)^2]}\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \frac{(4V_m)^2}{2\pi^2[R^2 + (4\omega L)^2]}\left(\frac{1}{15}\right)^2 + \cdots$$

Considerando sólo el armónico de menor orden ($n = 2$), tenemos

$$I_{\text{ca}} = \frac{4V_m}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}}\left(\frac{1}{3}\right)$$

Si se utiliza el valor de I_{cd} y luego se simplifica, el factor de rizo es

$$\text{RF} = \frac{I_{\text{ca}}}{I_{\text{cd}}} = \frac{0.4714}{\sqrt{1 + (2\omega L/R)^2}} = 0.05$$

Con $R = 500\Omega$ y $f = 60$ Hz, el valor de la inductancia se obtiene como $0.4714^2 = 0.05^2[1 + (4 \times 60 \times \pi L/500)^2]$ y esto da $L = 6.22$ H.

En la ecuación (3.53) se ve que una inductancia en la carga ofrece una alta impedancia a las corrientes armónicas y actúa como un filtro al reducir los armónicos. Sin embargo, esta inductancia retarda la corriente de carga con respecto al voltaje de entrada, y en el caso del rectificador monofásico de media onda, se requiere un diodo de conducción libre para proporcionar una trayectoria para esta corriente inductiva.

Ejemplo 3.12 Cómo determinar la capacitancia del filtro para limitar la cantidad de voltaje de rizo de salida

Un rectificador monofásico se abastece de una fuente de 120 V, 60 Hz. La resistencia de la carga es $R = 500\ \Omega$. (a) Diseñe un filtro C de modo que el factor de rizo del voltaje de salida sea menor que 5%. (b) con el valor del capacitor C del inciso (a) calcule el voltaje promedio de la carga V_{cd}.

Solución

a. Cuando el voltaje instantáneo v_s en la figura 3.20a es mayor que el voltaje instantáneo del capacitor v_o, los diodos (D_1 y D_2 o D_3 y D_4) conducen; entonces el capacitor se carga desde la fuente. Si el voltaje instantáneo de alimentación v_s cae por debajo del voltaje instantáneo del capacitor v_o, los diodos (D_1 y D_2 o D_3 y D_4) polarizan a la inversa y el capacitor C_e se descarga a través de la resistencia de la carga R_L. El voltaje del capacitor v_o varía entre un valor mínimo $V_{o(\text{mín})}$ y un valor máximo $V_{o(\text{máx})}$, lo cual se muestra en la figura 3.20b.

El voltaje de rizo de salida, el cual es la diferencia entre el voltaje máximo $V_{o(\text{máx})}$ y el voltaje mínimo $V_{o(\text{mín})}$, se puede especificar de diferentes maneras, como se muestra en la tabla 3.5.

Supongamos que t_c es el tiempo de carga y que t_d es el tiempo de descarga del capacitor C_e. El circuito equivalente durante el proceso de carga se muestra en la figura 3.20c. Durante el intervalo de carga, el capacitor se carga desde $V_{o(\text{mín})}$ hasta V_m. Supongamos que a un ángulo α (rad/s), el voltaje de entrada que está cambiando a positivo es igual al voltaje mínimo del capacitor $V_{o(\text{mín})}$ al final de la descarga del capacitor. Conforme el voltaje de entrada sube senoidalmente desde 0 hasta V_m, el ángulo α se puede determinar con

$$V_{o(\text{mín})} = V_m \operatorname{sen}(\alpha) \quad \text{o} \quad \alpha = \operatorname{sen}^{-1}\left(\frac{V_{o(\text{mín})}}{V_m}\right) \tag{3.54}$$

Al redefinir el origen del tiempo ($\omega t = 0$) a un ángulo $\pi/2$ como el comienzo del intervalo 1, podemos deducir la corriente de descarga a partir de las descargas exponencialmente del capacitor a través de R.

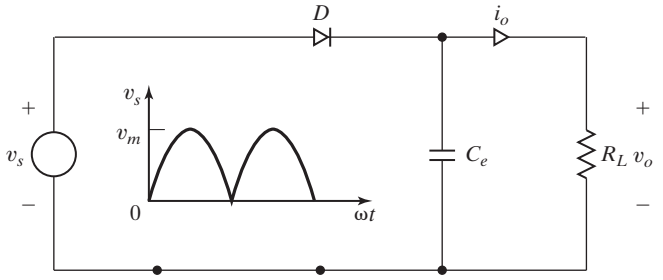
$$\frac{1}{C_e}\int i_o\,dt - v_C(t = 0) + R_L i_o = 0$$

la cual, con una condición inicial de $v_C(\omega t = 0) = V_m$, da

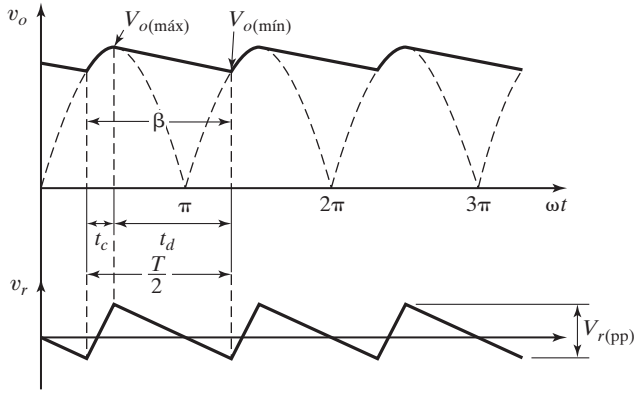
$$i_o = \frac{V_m}{R} e^{-t/R_L C_e} \quad \text{para} \quad 0 \le t \le t_d$$

El voltaje de salida instantáneo (o del capacitor) v_o durante el periodo de descarga se calcula con

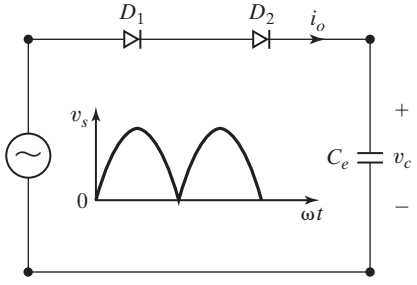
$$v_o(t) = R_L i_o = V_m e^{-t/R_L C_e} \tag{3.55}$$



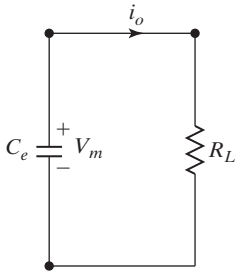
(a) Modelo del circuito



(b) Formas de onda del rectificador de onda completa



(c) Recarga



(d) Descarga

FIGURA 3.20

Rectificador monofásico con filtro *C*.

TABLA 3.5 Términos para medir voltaje de rizo de salida

Definición de los términos	Relación
Valor pico del voltaje de salida	$V_{o(\text{máx})} = V_m$
Voltaje de rizo de salida de pico a pico, $V_{r(pp)}$	$V_{r(\text{pp})} = V_{o(\text{máx})} - V_{o(\text{mín})} = V_m - V_{o(\text{mín})}$
Factor de rizo del voltaje de salida	$\text{RF}_v = \frac{V_{r(\text{pp})}}{V_m} = \frac{V_m - V_{o(\text{mín})}}{V_m} = 1 - \frac{V_{o(\text{mín})}}{V_m}$
Valor mínimo del voltaje de salida	$V_{o(\text{mín})} = V_m(1 - \text{RF}_v)$

La figura 3.20d muestra el circuito equivalente durante la descarga. Podemos determinar el tiempo de descarga t_d o el ángulo de descarga β (rad/s) como

$$\omega\, t_d = \beta = \pi/2 + \alpha \tag{3.56}$$

En el instante $t = t_d$, $v_o(t)$ en la ecuación (3.55) se vuelve igual a $V_{o(\text{mín})}$ y podemos relacionar t_d con $V_{o(\text{mín})}$ mediante

$$v_0\,(t = t_d) = V_{0(\text{mín})} = V_m\, e^{-t_d/R_L C_e} \tag{3.57}$$

la cual da el tiempo de descarga t_d como

$$t_d = R_L\, C_e \ln\left(\frac{V_m}{V_{o(\text{mín})}}\right) \tag{3.58}$$

Si igualamos t_d en la ecuación (3.58) para t_d en la ecuación (3.56), obtenemos

$$\omega\, R_L\, C_e \ln\left(\frac{V_m}{V_{o(\text{mín})}}\right) = \pi/2 + \alpha = \pi/2 + \text{sen}^{-1}\left(\frac{V_{o(\text{mín})}}{V_m}\right) \tag{3.59}$$

Por consiguiente, el filtro de capacitor C_e se determina con

$$C_e = \frac{\pi/2 + \text{sen}^{-1}\left(\dfrac{V_{o(\text{mín})}}{V_m}\right)}{\omega\, R_L \ln\left(\dfrac{V_m}{V_{o(\text{mín})}}\right)} \tag{3.60}$$

Redefiniendo el origen del tiempo ($\omega t = 0$) en $\pi/2$ cuando comienza el intervalo de descarga, podemos determinar el voltaje de salida promedio, $V_{o(\text{prom})}$ con

$$V_{o(prom)} = \frac{V_m}{\pi}\left[\int_0^{\beta} e^{-\frac{\omega t}{R_L C_e}}\, d(\omega t) + \int_{\beta}^{\pi} \cos(\omega t)\, \text{d}(\omega t)\right] \tag{3.61}$$

$$= \frac{V_m}{\pi}\left[\,\omega R_L C_e\left(1 - e^{-\frac{\beta}{\omega R_L C_e}}\right) + \text{sen}\,\beta\right]$$

Las ecuaciones anteriores [Ecs. 3.60 y 3.61] para C y $V_{o(\text{prom})}$ son no lineales. Podemos derivar expresiones simples explícitas para el voltaje de rizo en función del valor del capacitor si suponemos lo siguiente:

- t_c es el tiempo de recarga del capacitor C_e
- t_d es el tiempo de descarga del capacitor C_e

Si suponemos que el tiempo de recarga t_c es pequeño comparado con el tiempo de descarga t_d, es decir, $t_d \gg t_c$, lo que generalmente es el caso, podemos relacionar t_c y t_d con el periodo T de la alimentación de entrada como

$$t_d = T/2 - t_c \approx T/2 = 1/2f \tag{3.62}$$

Utilizando la expansión en serie de Taylor de $e^{-x} = 1 - x$ para un valor pequeño de $x \ll 1$, la ecuación (3.57) se simplifica como

$$V_{o(\text{mín})} = V_m e^{-t_d/R_L C_e} = V_m\left(1 - \frac{t_d}{R_L C_e}\right) \tag{3.63}$$

la cual da el voltaje de rizo pico a pico, $V_{r(\text{pp})}$ como

$$V_{r(\text{pp})} = V_m - V_{o(\text{mín})} = V_m \frac{t_d}{R_L C_e} = \frac{V_m}{2fR_L C_e} \tag{3.64}$$

Se puede usar la ecuación (3.64) para determinar el valor del capacitor C_e con una razonable exactitud para la mayoría de los propósitos prácticos en tanto el factor de rizo esté dentro de 10%. Observamos en la ecuación (3.64) que el voltaje de rizo depende inversamente de la frecuencia de alimentación, f, de la capacitancia del filtro C_e, y de la resistencia de la carga, R_L.

Si suponemos que el voltaje de salida decrece linealmente de $V_{o(\text{máx})}(= V_m)$ a $V_{o(\text{mín})}$ durante el intervalo de descarga, el voltaje de salida promedio se determina aproximadamente a partir de

$$V_{o(\text{prom})} = \frac{V_m + V_{o(\text{mín})}}{2} = \frac{1}{2}\left[V_m + V_m\left(1 - \frac{t_d}{R_L C_e}\right)\right] \tag{3.65}$$

la cual, después de sustituir t_d, se escribe como

$$V_{o(\text{prom})} = \frac{1}{2}\left[V_m + V_m\left(1 - \frac{1}{R_L 2fC_e}\right)\right] = \frac{V_m}{2}\left[2 - \frac{1}{R_L 2fC_e}\right] \tag{3.66}$$

El factor de rizo RF se determina a partir de

$$\text{RF} = \frac{V_{r(\text{pp})}/2}{V_{o(\text{prom})}} = \frac{1}{4R_L fC_e - 1} \tag{3.67}$$

Por lo general la fuente de alimentación fija el voltaje de entrada pico, V_m, y el voltaje mínimo $V_{o(\text{mín})}$ puede hacerse variar desde casi 0 hasta V_m al variar los valores de C_e, f, y R_L. Por consiguiente, es posible diseñar un voltaje de salida promedio $V_{o(\text{cd})}$ en el rango de $V_m/2$ a V_m. Podemos determinar el valor del capacitor C_e para satisfacer tanto un valor específico del voltaje mínimo $V_{o(\text{mín})}$ como el voltaje de salida promedio $V_{o(\text{prom})}$ de modo que $V_{o(\text{mín})} = (2V_{o(\text{prom})} - V_m)$.

a. La ecuación (3.67) se puede despejar con C_e

$$C_e = \frac{1}{4fR}\left(1 + \frac{1}{\text{RF}}\right) = \frac{1}{4 \times 60 \times 500}\left(1 + \frac{1}{0.05}\right) = 175\ \mu\text{F}$$

b. Con la ecuación (3.66), el voltaje de salida promedio es

$$V_{o(\text{prom})} = \frac{V_m}{2}\left[2 - \frac{1}{R_L 2fC_e}\right] = \frac{169}{2}\left[2 - \frac{1}{500 \times 2 \times 60 \times C_e}\right] = 153.54\,\text{V}$$

Ejemplo 3.13 Cómo determinar los valores de un filtro de salida LC para limitar la cantidad del voltaje de rizo de salida

Un filtro *LC* como el de la figura 3.16c se utiliza para reducir el contenido de rizado del voltaje de salida de un rectificador monofásico de onda completa. La resistencia de la carga es $R = 40\ \Omega$, la inductancia de la carga es $L = 10$ mH, y la frecuencia de la fuente es 60 Hz (o 377 rad/s). (a) Determine los valores de L_e y C_e de modo que el RF del voltaje de salida sea 10%. (b) Use PSpice para calcular los componentes de Fourier del voltaje de salida v_0. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E − 15, BV = 1800 V.

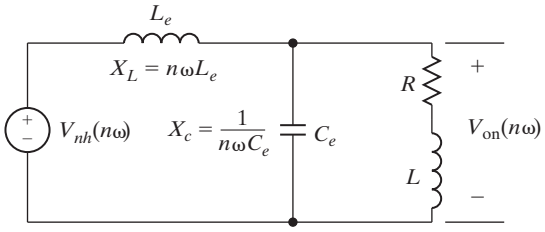


FIGURA 3.21

Circuito equivalente para los armónicos.

Solución

a. En la figura 3.21 se muestra el circuito equivalente para los armónicos. Para facilitar el paso del *n*-ésimo armónico de la corriente de rizo por el filtro de capacitor, la impedancia de la carga debe ser mucho mayor que la del capacitor. Es decir,

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \gg \frac{1}{n\omega C_e}$$

Por lo general, la siguiente relación satisface esta condición

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \frac{10}{n\omega C_e} \tag{3.68}$$

y en esta condición, el efecto de la carga es insignificante. El valor rms del *n-ésimo* componente armónico que aparece en la salida se determina con la regla divisora de voltaje y se expresa como

$$V_{on} = \left|\frac{-1/(n\omega C_e)}{(n\omega L_e) - 1/(n\omega C_e)}\right| V_{nh} = \left|\frac{-1}{(n\omega)^2 L_e C_e - 1}\right| V_{nh} \tag{3.69}$$

La cantidad total de voltaje de rizado a causa de todos los armónicos es

$$V_{ca} = \left(\sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} V_{on}^2\right)^{1/2} \tag{3.70}$$

Para un valor especificado de V_{ca} y con el valor de C_e de la ecuación (3.68), se puede calcular el valor de L_e. Podemos simplificar el cálculo considerando sólo el armónico dominante. Con la ecuación (3.12) vemos que el segundo armónico es el dominante y su valor rms es $V_{2h} = 4V_m/(3\sqrt{2}\pi)$ y valor de cd, $V_{cd} = 2V_m/\pi$.

Con $n = 2$, las ecuaciones (3.69) y (3.70) dan

$$V_{ca} = V_{o2} = \left|\frac{-1}{(2\omega)^2 L_e C_e - 1}\right| V_{2h}$$

El valor del filtro de capacitor C_e se calcula como sigue

$$\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2} = \frac{10}{2\omega C_e}$$

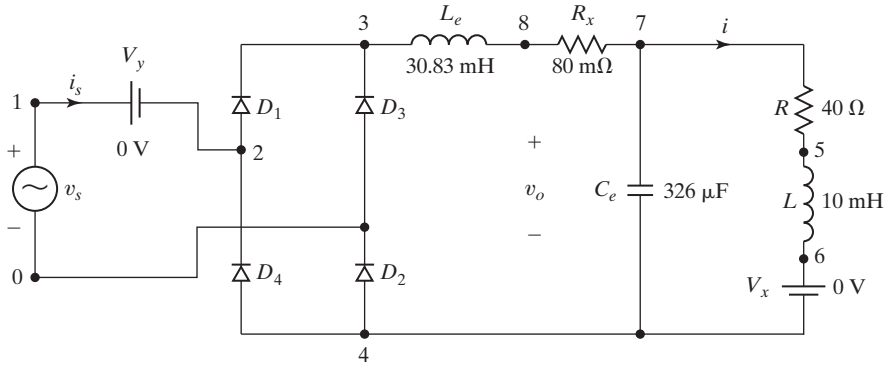


FIGURA 3.22

Rectificador monofásico para simulación con PSpice.

o

$$C_e = \frac{10}{4\pi f\sqrt{R^2 + (4\pi fL)^2}} = 326\ \mu\text{F}$$

Según la ecuación (3.6), el RF se define como

$$\text{RF} = \frac{V_{\text{ca}}}{V_{\text{cd}}} = \frac{V_{o2}}{V_{\text{cd}}} = \frac{V_{2h}}{V_{\text{cd}}}\frac{1}{(4\pi f)^2 L_e C_e - 1} = \frac{\sqrt{2}}{3}\left|\frac{1}{[(4\pi f)^2 L_e C_e - 1]}\right| = 0.1$$

o $(4\pi f)^2 L_e C_e - 1 = 4.714$ y $L_e = 30.83$ mH.

b. En la figura 3.22 se muestra el rectificador monofásico para simulación con PSpice. Se agrega una pequeña resistencia R_x para evitar problemas de convergencia en PSpice debido a una trayectoria de cd de resistencia cero formada por L_e y C_e. A continuación se presenta la lista del archivo del circuito:

```
Ejemplo 3.13 Rectificador monofásico con filtro LC
VS   1    0   SIN (0 169.7V 60HZ)
LE   3    8   30.83MH
CE   7    4   326UF          ; Utilizado para converger la solución
RX   8    7   80M
L    5    6   10MH
R    7    5   40
VX   6    4   DC OV ; Fuente de voltaje para medir la corriente de salida
VY   1    2   DC OV ; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
D1   2    3   DMOD           ; Modelos de diodo
D2   4    0   DMOD
D3   0    3   DMOD
D4   4    2   DMOD
```

```
.MODEL  DMOD   D (IS=2.22E-15 BV=1800V); Parámetros de modelo de diodo
.TRAN   10US   50MS 33MS 50US        ; Análisis transitorio
.FOUR   120HZ  V(6,5)       ; Análisis de Fourier del voltaje de salida
.options ITL5=0  abstol=1.000u  reltol=.05  vntol=0.01m
.END
```

Los resultados de la simulación con PSpice del voltaje de salida V(6,5) son los siguientes:

```
COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA V (6,5)
COMPONENTE DE CD = 1.140973E+02
ARMÓNICO.FRECUENCIA COMPONENTE  COMPONENTE     FASE        FASE
  NÚM        (HZ)    DE FOURIER NORMALIZADO   (GRAD)   NORMALIZADA
                                                          (GRAD)
   1      1.200E+02  1.304E+01  1.000E+00   1.038E+02  0.000E+00
   2      2.400E+02  6.496E-01  4.981E-02   1.236E+02  1.988E+01
   3      3.600E+02  2.277E-01  1.746E-02   9.226E+01 -1.150E+01
   4      4.800E+02  1.566E-01  1.201E-02   4.875E+01 -5.501E+01
   5      6.000E+02  1.274E-01  9.767E-03   2.232E+01 -8.144E+01
   6      7.200E+02  1.020E-01  7.822E-03   8.358E+00 -9.540E+01
   7      8.400E+02  8.272E-02  6.343E-03   1.997E+00 -1.018E+02
   8      9.600E+02  6.982E-02  5.354E-03  -1.061E+00 -1.048E+02
   9      1.080E+03  6.015E-02  4.612E-03  -3.436E+00 -1.072E+02
DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA = 5.636070E+00 POR CIENTO
```

lo cual verifica el diseño.

Ejemplo 3.14 Cómo determinar los valores de un filtro *LC* de entrada para limitar la cantidad de rizado en la corriente de entrada

Un filtro *LC* de entrada como el de la figura 3.17 se utiliza para reducir los armónicos en la corriente de entrada en el rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.9a. La corriente de carga está libre de rizado y su valor promedio es I_a. Si la frecuencia de alimentación es $f = 60$ Hz (o 377 rad/s), determine la frecuencia resonante del filtro de modo que la corriente armónica de entrada total se reduzca a 1% del componente fundamental.

Solución

La figura 3.23 muestra el circuito equivalente para el n-ésimo componente armónico. El valor rms del n-ésimo armónico de la corriente que aparece en la fuente de suministro se obtiene con la regla divisora de corriente,

$$I_{sn} = \left| \frac{1/(n\omega C_i)}{(n\omega L_i - 1/(n\omega C_i)} \right| I_{nh} = \left| \frac{1}{(n\omega)^2 L_i C_i - 1} \right| I_{nh} \tag{3.71}$$

donde I_{nh} es el valor rms del n-ésimo armónico de la corriente. La cantidad total de corriente armónica en la línea de alimentación es

$$I_h = \left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} I_{sn}^2 \right)^{1/2}$$

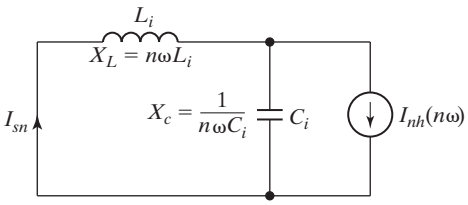


FIGURA 3.23
Circuito equivalente para corriente armónica.

y el factor armónico de la corriente de entrada (con el filtro) es

$$r = \frac{I_h}{I_{s1}} = \left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_{s1}} \right)^2 \right]^{1/2} \tag{3.72}$$

Según la ecuación (3.24), $I_{1h} = 4I_a/\sqrt{2}\,\pi$ e $I_{nh} = 4I_a/(\sqrt{2}\,n\pi)$ para $n = 3, 5, 7, \ldots$. Con las ecuaciones (3.71) y (3.72), obtenemos

$$r^2 = \sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_{s1}} \right)^2 = \sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} \left| \frac{(\omega^2 L_i C_i - 1)^2}{n^2[(n\omega)^2 L_i C_i - 1]^2} \right| \tag{3.73}$$

la cual se puede resolver para el valor de L_iC_i. Para simplificar los cálculos consideramos sólo el tercer armónico, $3[(3 \times 2 \times \pi \times 60)^2 L_i C_i - 1]/\omega^2 L_i C_i - 1) = 1/0.01 = 100$ o $L_iC_i = 9.349 \times 10^{-6}$ y la frecuencia del filtro es $1/\sqrt{L_i C_i} = 327.04$ rad/s, o 52.05 Hz. Suponiendo que $C_i = 1000\ \mu$F, obtenemos $L_i = 9.349$ mH.

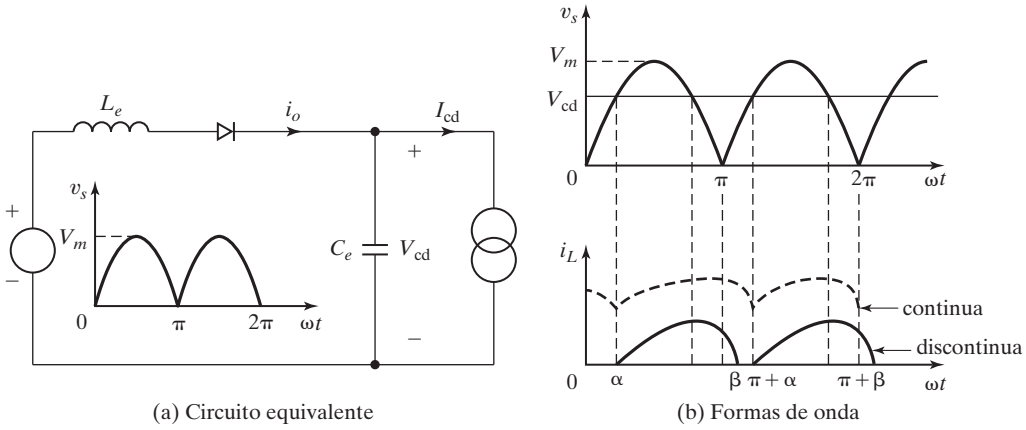
Nota: El filtro de ca se suele sintonizar con la frecuencia armónica implicada, pero se requiere un cuidadoso diseño para evitar la posibilidad de resonancia con el sistema de potencia. La frecuencia resonante del tercer armónico de la corriente es $377 \times 3 = 1131$ rad/s.

Puntos clave de la sección 3.11

- El diseño de un rectificador requiere determinar las capacidades de los diodos y las capacidades de los componentes de filtro en la entrada y en la salida. Se utiliza un filtro de cd para suavizar el voltaje de salida y un filtro de ca para reducir la cantidad de inyección armónica en la alimentación de entrada.

3.12 VOLTAJE DE SALIDA CON FILTRO *LC*

En la figura 3.24a se muestra el circuito equivalente de un rectificador de onda completa con un filtro *LC*. Supongamos que el valor de C_e es muy grande, de modo que su voltaje no contiene rizado con un valor promedio de $V_{o(\text{cd})}$. L_e es la inductancia total, incluyendo la inductancia de la línea o fuente, y por lo general se coloca en la entrada para que actúe como una inductancia de ca en lugar de una bobina de cd.



(a) Circuito equivalente (b) Formas de onda

FIGURA 3.24
Voltaje de salida con filtro *LC*.

Si V_{cd} es menor que V_m, la corriente i_0 comienza a fluir en α, lo cual está dado por

$$V_{cd} = V_m \operatorname{sen} \alpha$$

Que a su vez da

$$\alpha = \operatorname{sen}^{-1} \frac{V_{cd}}{V_m} = \operatorname{sen}^{-1} x$$

donde $x = V_{cd}/V_m$. La corriente de salida I_0 está dada por

$$L_e \frac{di_L}{dt} = V_m \operatorname{sen} \omega t - V_{cd}$$

la cual se puede resolver para i_0.

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{1}{\omega L_e} \int_{\alpha}^{\omega_t} (V_m \operatorname{sen} \omega t - V_{cd})\, d(\omega t) \\ &= \frac{V_m}{\omega L_e}(\cos \alpha - \cos \omega t) - \frac{V_{cd}}{\omega L_e}(\omega t - \alpha) \quad \text{para} \quad \omega t \geq \alpha \end{aligned} \tag{3.74}$$

El valor crítico de $\omega t = \beta = \pi + \alpha$ en la que la corriente i_0 cae a cero se puede determinar a partir de la condición $i_0(\omega t = \beta = \pi + \alpha = 0$.

La corriente promedio I_{cd} se calcula como sigue

$$I_{cd} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} i_0(t)\, d(\omega t)$$

la cual, después de integrarla y simplificarla, da

$$I_{cd} = \frac{V_m}{\omega L_e} \left[\sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{3.75}$$

Para $V_{cd} = 0$, la corriente pico que puede fluir a través del rectificador es $I_{pk} = V_m/\omega L_e$. Normalizando I_{cd} con respecto a I_{pk}, obtenemos

$$k(x) = \frac{I_{cd}}{I_{pk}} = \sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right) \tag{3.76}$$

Normalizando el valor rms I_{rms} con respecto a I_{pk}, obtenemos

$$k_r(x) = \frac{I_{rms}}{I_{pk}} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_0(t)^2\, d(\omega \cdot t)} \tag{3.77}$$

Puesto que α depende de la relación de voltaje x, las ecuaciones (3.75) y (3.76) dependen de x. La tabla 3.6 muestra los valores de $k(x)$ y $k_r(x)$ en función de la relación de voltaje x.

Como el voltaje promedio del rectificador es $V_{cd} = 2V_m/\pi$, la corriente promedio es igual a

$$I_{cd} = \frac{2\,V_m}{\pi R}$$

Por consiguiente,

$$\frac{2\,V_m}{\pi R} = I_{cd} = I_{pk}\,k(x) = \frac{V_m}{\omega L_e}\left[\sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right)\right]$$

la cual da el valor crítico de la inductancia L_{cr} $(= L_e)$ para una corriente continua como

$$L_{cr} = \frac{\pi R}{2\omega}\left[\sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right)\right] \tag{3.78}$$

Por consiguiente, para que una corriente continua fluya a través del inductor, el valor de L_e debe ser mayor que el valor de L_{cr}. Es decir,

$$L_e > L_{cr} = \frac{\pi R}{2\omega}\left[\sqrt{1 - x^2} + x\left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{2}\right)\right] \tag{3.79}$$

Caso discontinuo. La corriente es discontinua si $\omega t = \beta \le (\pi + \alpha)$. El ángulo β al cual la corriente es cero se puede determinar si en la ecuación (3.74) se establece a cero. Es decir,

$$\cos(\alpha) - \cos(\beta) - x(\beta - \alpha) = 0$$

la cual en función de x se escribe como

$$\sqrt{1 - x^2} - x(\beta - \operatorname{arcsen}(x)) = 0 \tag{3.80}$$

Ejemplo 3.15 Cómo determinar el valor crítico del inductor para que fluya corriente continua a través de la carga

El voltaje rms de entrada al circuito de la figura 3.24a es de 220 V, 60 Hz. (a) Si el voltaje de cd de salida es $V_{cd} = 100$ V con $I_{cd} = 10$ A, determine los valores de la inductancia crítica, L_{cr}, α, e I_{rms}. (b) Si $I_{cd} = 15$ A y $L_e = 6.5$ mH, use la tabla 3.6 para determinar los valores de V_{cd}, α, β e I_{rms}.

TABLA 3.6 Corriente normalizada a través de la carga

x %	I_{cd}/I_{pk} %	I_{rms}/I_{pk} %	α Grados	β Grados
0	100.0	122.47	0	180
5	95.2	115.92	2.87	182.97
10	90.16	109.1	5.74	185.74
15	84.86	102.01	8.63	188.63
20	79.30	94.66	11.54	191.54
25	73.47	87.04	14.48	194.48
30	67.37	79.18	17.46	197.46
35	60.98	71.1	20.49	200.49
40	54.28	62.82	23.58	203.58
45	47.26	54.43	26.74	206.74
50	39.89	46.06	30.00	210.00
55	32.14	38.03	33.37	213.37
60	23.95	31.05	36.87	216.87
65	15.27	26.58	40.54	220.54
70	6.02	26.75	44.27	224.43
72	2.14	28.38	46.05	226.05
72.5	1.15	28.92	46.47	226.47
73	0.15	29.51	46.89	226.89
73.07	0	29.60	46.95	226.95

Solución

$\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

a. Relación de voltaje $x = V_{cd}/V_m = 100/169.7 = 0.5893 = 58.93\%$; $\alpha = \text{sen}_{-1}(x) = 36.87°$. La ecuación (3.76) da la relación de corriente promedio $k = I_{cd}/I_{pk} = 0.2575 = 25.75\%$. Así pues, $I_{pk} = I_{cd}/k = 10/0.2575 = 38.84$ A. El valor crítico de la inductancia es

$$L_{cr} = \frac{V_m}{\omega I_{pk}} = \frac{169.7}{377 \times 38.84} = 11.59 \text{ mH}$$

La ecuación (3.76) da la relación de corriente rms $k_r = I_{rms}/I_{pk} = 32.49\%$. Por consiguiente

$$I_{rms} = k_r I_{pk} = 0.324 \times 38.84 = 12.58 \text{ A}.$$

b. $L_e = 6.5$ mH, $I_{pk} = V_m(\omega L_e) = 169.7/(377 \times 6.5 \text{ mH}) = 69.25$ A

$$k = \frac{I_{cd}}{I_{pk}} = \frac{15}{69.25} = 21.66\%$$

Utilizando interpolación lineal obtenemos

$$x = x_n + \frac{(x_{n+1} - x_n)(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n}$$

$$= 60 + \frac{(65 - 60)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 61.32\%$$

$$V_{cd} = xV_m = 0.6132 \times 169.7 = 104.06 \text{ V}$$

$$\alpha = \alpha_n + \frac{(\alpha_{n+1} - \alpha_n)(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n}$$

$$= 36.87 + \frac{(40.54 - 36.87)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 37.84°$$

$$\beta = \beta_n + \frac{(\beta_{n+1} - \beta_n)(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n}$$

$$= 216.87 + \frac{(220.54 - 216.87)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 217.85°$$

$$k_r = \frac{I_{\text{rms}}}{I_{\text{pk}}} = k_{r(n)} + \frac{(k_{r(n+1)} - k_{r(n)})(k - k_n)}{k_{n+1} - k_n}$$

$$= 31.05 + \frac{(26.58 - 31.05)(21.66 - 23.95)}{15.27 - 23.95} = 29.87\%$$

Por consiguiente, $I_{\text{rms}} = 0.2987 \times I_{\text{pk}} = 0.2987 \times 69.25 = 20.68$ A.

Puntos clave de la sección 3.12

- Con un alto valor de la capacitancia C_e del filtro de salida, el voltaje de salida permanece casi constante. Se requiere un valor mínimo de la inductancia L_e para mantener una corriente continua. Por lo común, el inductor L_e se coloca en el lado de entrada para que actúe como un inductor de ca en lugar de una bobina de cd.

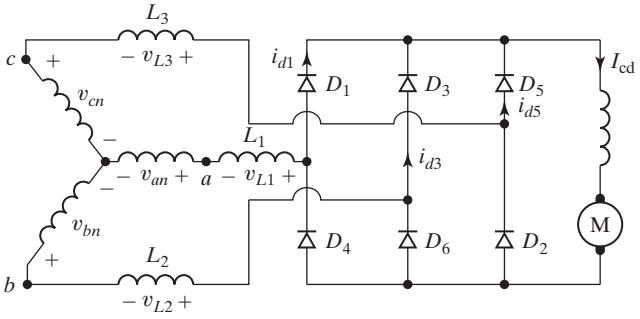
3.13 EFECTOS DE LAS INDUCTANCIAS DE LA FUENTE Y LA CARGA

En las derivaciones de los voltajes de salida y los criterios de desempeño de rectificadores, se supuso que la fuente no tenía inductancias ni resistencias. Sin embargo, en un transformador y fuente prácticos siempre están presentes y el desempeño de los rectificadores sufre un pequeño cambio. El efecto de la inductancia de la fuente, el cual es más significativo que el de la resistencia, se puede explicar en relación con la figura 3.25a.

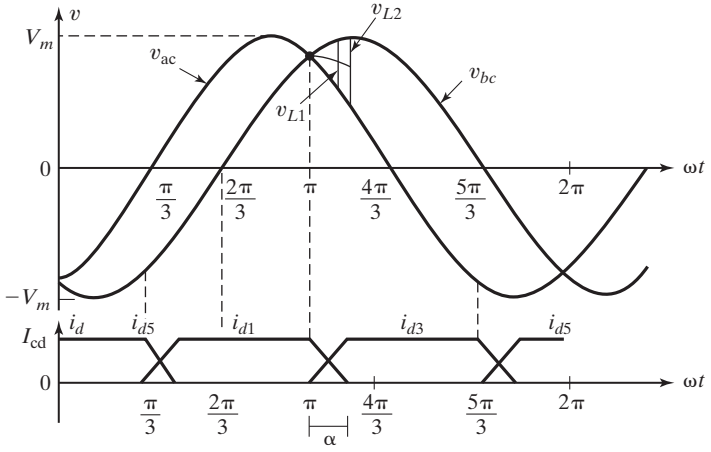
El diodo que conduce es el de voltaje más positivo. Consideremos el punto $\omega t = \pi$ donde los voltajes v_{ca} y v_{bc} son iguales, como se muestra en la figura 3.25b. La corriente I_{cd} sigue fluyendo a través del diodo D_1. Debido a la inductancia L_1 la corriente no decae a cero de inmediato y la transferencia de corriente no ocurre de forma instantánea. La corriente i_{d1} decrece y el resultado es un voltaje inducido a través de L_1 de $+ v_{01}$ y el voltaje de salida se vuelve $v_0 = v_{ca} + v_{01}$. Al mismo tiempo la corriente a través de D_3, i_{d3} se incrementa desde cero, e induce un voltaje igual a través de L_2 de $-v_{02}$ y el voltaje de salida se vuelve $v_{02} = v_{bc} - v_{02}$. El resultado es que los voltajes en el ánodo de los diodos D_1 y D_3 son iguales y ambos diodos conducen durante un cierto periodo el cual se llama *ángulo de conmutación* (o *traslape*) μ. Esta transferencia de corriente de un diodo a otro se llama *conmutación*. La reactancia correspondiente a la inductancia se conoce como *reactancia de conmutación*.

El efecto de este traslape es reducir el voltaje de salida promedio de los convertidores. El voltaje a través de L_2 es

$$v_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} \tag{3.81}$$



(a) Diagrama del circuito



(b) Formas de onda

FIGURA 3.25

Rectificador trifásico con inductancias de la fuente.

Suponiendo un incremento lineal de la corriente i de 0 a I_{cd} (o una $di/dt = \Delta i/\Delta t$), podemos escribir la ecuación (3.81) como

$$v_{L2}\,\Delta t = L_2\,\Delta i \tag{3.82}$$

y esto se repite seis veces para un rectificador trifásico. Utilizando la ecuación (3.82), la reducción del voltaje promedio debido a las inductancias de conmutación es

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{1}{T}2(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3})\,\Delta t = 2f(L_1 + L_2 + L_3)\,\Delta i \\ &= 2f(L_1 + L_2 + L_3)I_{cd} \end{aligned} \tag{3.83}$$

Si todas las inductancias son iguales y $L_c = L_1 = L_2 = L_3$, la ecuación (3.83) se escribe como

$$V_x = 6fL_cI_{cd} \tag{3.84}$$

donde f es la frecuencia de alimentación en hertz

Ejemplo 3.16 Cómo determinar el efecto de la inductancia de línea en el voltaje de salida de un rectificador

Un rectificador trifásico recibe alimentación de una fuente de alimentación de 208 V 60 Hz conectada en Y. La corriente promedio a través de la carga es de 60 A y su rizado es insignificante. Calcule el porcentaje de reducción del voltaje de salida debido a la conmutación si la inductancia de línea por fase es de 0.5 mH.

Solución

$L_c = 0.5$ mH, $V_s = 208/\sqrt{3} = 120$ V, $f = 60$ Hz, $I_{cd} = 60$ A, y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V. Con la ecuación (3.33), $V_{cd} = 1.6554 \times 169.7 = 281.14$ V. La ecuación (3.84) da la reducción del voltaje de salida.

$$V_x = 6 \times 60 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 60 = 10.8 \text{ V} \quad \text{o} \quad 10.8 \times \frac{100}{280.7} = 3.85\%$$

y el voltaje de salida efectivo es $(281.14 - 10.8) = 270.38$ V.

Ejemplo 3.17 Cómo determinar el efecto del tiempo de recuperación del diodo en el voltaje de salida de un rectificador

Los diodos en el rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.3a tienen un tiempo de recuperación inversa de $t_{rr} = 50$ μs y el voltaje rms de entrada es $V_s = 120$ V. Determine el efecto del tiempo de recuperación inversa en el voltaje de salida promedio si la frecuencia de alimentación es (a) $f_s = 2$ kHz y (b) $f_s = 60$ Hz.

Solución

El tiempo de recuperación inversa afectaría el voltaje de salida del rectificador. En el rectificador de onda completa de la figura 3.3a el diodo D_1 no se bloquea o apaga en $\omega t = \pi$; en vez de ello, sigue conduciendo hasta que $t = \pi/\omega + t_{rr}$. Como consecuencia del tiempo de recuperación inversa, el voltaje de salida promedio se reduce y la forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 3.26.

Si el voltaje de entrada es $v = V_m \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$, la reducción del voltaje de salida promedio es

$$V_{rr} = \frac{2}{T}\int_0^{t_{rr}} V_m \operatorname{sen} \omega t\, dt = \frac{2V_m}{T}\left[-\frac{\cos \omega t}{\omega}\right]_0^{t_{rr}}$$

$$= \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos \omega t_{rr})$$

$$V_m = \sqrt{2}\, V_s = \sqrt{2} \times 120 = 169.7 \text{ V} \tag{3.85}$$

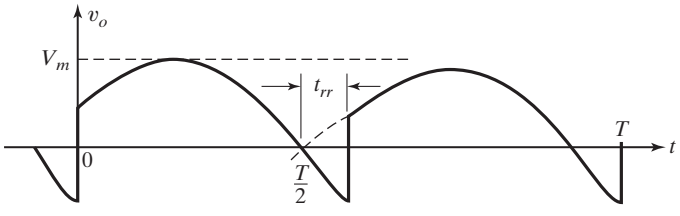


FIGURA 3.26

Efecto del tiempo de recuperación inversa en el voltaje de salida.

Sin tiempo de recuperación inversa, la ecuación (3.11) da el voltaje de salida promedio $V_{cd} = 0.6366V_m = 108.03$ V.

a. Con $t_{rr} = 50$ μs y $f_s = 2000$ Hz, la ecuación (3.84) da la reducción del voltaje de salida promedio como

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s t_{rr})$$
$$= 0.061V_m = 10.3 \text{ V} \quad \text{o} \quad 9.51\% \text{ de } V_{\text{cd}}$$

b. Con $t_{rr} = 50$ μs y $f_s = 60$ Hz, la ecuación (3.84) da la reducción del voltaje de cd de salida

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi}(1 - \cos 2\pi f_s t_{rr}) = 5.65 \times 10^{-5} V_m$$
$$= 9.6 \times 10^{-3} \text{ V} \quad \text{o} \quad 8.88 \times 10^{-3}\% \text{ de } V_{\text{cd}}$$

Nota: El efecto de t_{rr} es significativo para fuentes de alta frecuencia, y para el caso de una fuente normal de 60 Hz su efecto puede considerarse insignificante.

Puntos clave de la sección 3.13

- Una fuente de alimentación práctica tiene una reactancia de fuente. En consecuencia, la transferencia de corriente de un diodo a otro no puede ser instantánea. Hay un traslape conocido como ángulo de conmutación, el cual reduce el voltaje de salida efectivo del rectificador. El efecto del tiempo inverso del diodo puede ser significativo para una fuente de alta frecuencia.

3.14 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS PARA SELECCIONAR INDUCTORES Y CAPACITORES

Los inductores en el lado de salida conducen corriente de cd. Un inductor de cd (o bloqueador) requiere más flujo y materiales magnéticos en comparación con un inductor de ca. Como resultado, un inductor de cd es más costoso y pesa más.

Los capacitores se utilizan extensamente en electrónica de potencia y aplicaciones de filtrado de ca, filtrado de cd, y almacenamiento de energía. También se incluyen iluminación por descarga de alta intensidad (HID), aplicaciones de alto voltaje, inversores, control de motores, fotoflash, fuentes de potencia, potencia pulsante de alta frecuencia, capacitores RF, memoria flash y montaje superficial. Existen dos tipos de capacitores: tipo ca y tipo cd. Los capacitores comercialmente disponibles se clasifican en cinco categorías [5]: (1) capacitores de película de ca; (2) capacitores de cerámica; (3) capacitores electrolíticos de aluminio; (4) capacitores de tantalio sólidos, y (5) supercapacitores.

3.14.1 Capacitores de película de ca

Este tipo de capacitores emplea una película de polipropileno metalizada que proporciona un mecanismo de autorregeneración en el cual una ruptura dieléctrica"evapora" la metalización y aísla esa área del capacitor en microsegundos. Los capacitores de película ofrecen tolerancias de capacitancia ajustadas, corrientes de fuga muy bajas, y pequeños cambios de capacitancia con la temperatura. Estos capacitores presumen de bajas pérdidas donde un factor de disipación muy bajo y una resistencia en serie equivalente (ESR) permiten una densidad de corriente relativamente alta.

Son especialmente adecuados para aplicaciones de ca por su combinación de alta capacitancia y bajo DF que permite altas corrientes de ca. Sin embargo, son de dimensiones y peso relativamente grandes.

Los capacitores de película tienen un amplio uso en aplicaciones de electrónica de potencia incluyendo, pero no limitándose a, acoplamiento de cd, filtrado de cd de salida, como "snubbers" IGBT, y en circuitos de corrección de factor de potencia donde suministran la potencia reactiva de adelanto (KVAR) para corregir la corriente retrasada provocada por cargas inductivas. Donde se requieren corrientes rms y pico muy altas se utilizan electrodos de hoja de aluminio.

3.14.2 Capacitores de cerámica

Estos capacitores han llegado a ser capacitores de uso general predominantes, sobre todo en "chips" de tecnología de montaje superficial (SMT) donde su bajo costo los hace atractivos. Con la emergencia de unidades multicapa dieléctricas más delgadas con voltajes nominales de menos de 10 V, se dispone de valores de capacitancia de cientos de microfarads. Esto invade la capacitancia tradicional alta. Los capacitores de cerámica no se polarizan, por lo que se pueden utilizar en aplicaciones de ca.

3.14.3 Capacitores electrolíticos de aluminio

Un capacitor electrolítico de aluminio se compone de un elemento capacitor enrollado impregnado con electrolito líquido, conectado a terminales y sellado en una lata. Estos capacitores habitualmente ofrecen valores de capacitancia de 0.1 μF a 3 F y valores de voltaje desde 5 V hasta 750 V. El circuito equivalente que se muestra en la figura 3.27 modela el funcionamiento normal de un capacitor electrolítico de aluminio, así como su comportamiento de sobrevoltaje y voltaje inverso.

La capacitancia C es la capacitancia equivalente y decrece al incrementarse la frecuencia. La resistencia R_s es la resistencia en serie equivalente, y decrece al incrementarse la frecuencia y la temperatura. Se incrementa con el voltaje nominal. Los valores típicos van de 10 mΩ a 1 Ω, y R_s es inversamente proporcional a la capacitancia para un voltaje nominal dado. La inductancia L_s es la inductancia en serie equivalente y es relativamente independiente tanto de la frecuencia como de la temperatura. Los valores típicos van de 10 nH a 200 nH.

R_p es la resistencia en paralelo equivalente y explica la corriente de fuga en el capacitor. Decrece al incrementarse la capacitancia, temperatura, y voltaje, y se incrementa mientras se aplica el voltaje. Los valores típicos son del orden de $100/C$ MΩ con C en μF, por ejemplo, un

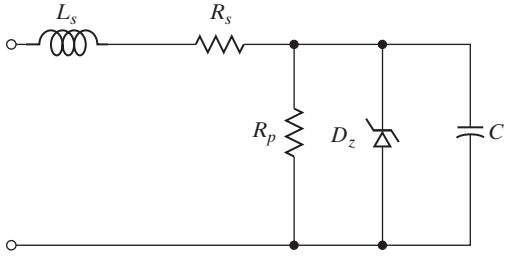


FIGURA 3.27
Circuito equivalente.

capacitor de 100 μF tendría una R_p de aproximadamente 1 MΩ. El diodo zener D modela el comportamiento de sobrevoltaje y voltaje inverso. La aplicación de un sobrevoltaje del orden de 50 V más allá de la capacidad de picos de voltaje del capacitor provoca alta corriente de fuga.

3.14.4 Capacitores de tantalio sólido

Al igual que los capacitores electrolíticos de aluminio, los capacitores de tantalio sólido son dispositivos polares (voltaje inverso máximo de 1 V) con terminales positiva y negativa distintas y se ofrecen en una variedad de estilos. Los valores de capacitancia típicos son de 0.1 μF a 1000 μF y los valores de voltaje van desde 2 V hasta 50 V. Las combinaciones de capacitancia-voltaje máximas típicas son aproximadamente de 22 μF a 50 V para los estilos de conexión alámbrica y de 22 μF a 35 V para los estilos de montaje superficial.

3.14.5 Supercapacitores

Los supercapacitores ofrecen valores de capacitancia extremadamente altos (farads) en una amplia variedad de opciones de encapsulado que satisfarán el montaje superficial de bajo perfil a través de orificios y los requerimientos de ensamble de alta densidad. Poseen capacidades ilimitadas de carga y descarga, no requieren reciclaje, una larga duración de 15 años, baja resistencia en serie equivalente, duración extendida de la batería hasta 1.6 veces y altos desempeños con precios bajos. La capacitancia oscila entre 0.22 F y 70 F.

Puntos clave de la sección 3.14

- Un inductor de cd tiene un costo más alto y un peso mayor. Hay dos tipos de capacitores: de ca y cd. Los capacitores comercialmente disponibles se pueden clasificar en cinco categorías: (a) capacitores de película de ca; (b) capacitores de cerámica; (c) capacitores electrolíticos de aluminio; (d) capacitores de tantalio sólidos, y (e) supercapacitores.

RESUMEN

Hay diferentes tipos de rectificadores según las conexiones de los diodos y el transformador de entrada. Los parámetros de desempeño de los rectificadores están definidos y se ha demostrado que su desempeño varía con sus tipos. Los rectificadores generan armónicos en la carga y en la línea de alimentación; estos armónicos se pueden reducir con filtros. Las inductancias de la fuente y de la carga también influyen en el desempeño de los rectificadores.

REFERENCIAS

[1] Schaefer, J. (1975). *Rectifier Circuits-Theory and Design*, Nueva York, Wiley & Sons.

[2] Lee, R.W. (1979). *Power Converter Handbook-Theory Design and Application.* Canadian General Electric, Peterborough, Ontario.

[3] Lee, Y.S., y M. H. L. Chow. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid, San Diego, CA: Academic Press. Capítulo 10.

[4] IEEE Standard 597. (1983). *Practices and Requirements for General Purpose Thyristor Drives*, Piscataway, NJ.

[5] *Capacitors for Power Electronics-Application Guides*. (2011). CDM Cornell Dubilier, Liberty, Carolina del Sur. http://www.cde.com/catalog/ accesado en noviembre.

PREGUNTAS DE REPASO

3.1 ¿Qué es la relación de vueltas de un transformador?
3.2 ¿Qué es un rectificador? ¿Cuál es la diferencia entre un rectificador y un convertidor?
3.3 ¿Qué es la condición de bloqueo de un diodo?
3.4 ¿Cuáles son los parámetros de desempeño de un rectificador?
3.5 ¿Cuál es la importancia del factor de forma de un rectificador?
3.6 ¿Cuál es la importancia del factor de rizo de un rectificador?
3.7 ¿Qué es la eficiencia de rectificación?
3.8 ¿Cuál es la importancia del factor de utilización de un transformador?
3.9 ¿Qué es el factor de desplazamiento?
3.10 ¿Qué es el factor de potencia de entrada?
3.11 ¿Qué es el factor armónico?
3.12 ¿Qué es el voltaje de salida de cd de un rectificador monofásico de onda completa?
3.13 ¿Qué es la frecuencia fundamental del voltaje de salida de un rectificador monofásico de onda completa?
3.14 ¿Cuáles son las ventajas de un rectificador trifásico sobre uno monofásico?
3.15 ¿Cuáles son las desventajas de un rectificador polifásico de media onda?
3.16 ¿Cuáles son las ventajas de un rectificador trifásico sobre uno de seis fases en estrella?
3.17 ¿Cuáles son las funciones de los filtros en circuitos rectificadores?
3.18 ¿Cuáles son las diferencias entre filtros de ca y cd?
3.19 ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de fuente en el voltaje de salida de un rectificador?
3.20 ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de carga en la salida de un rectificador?
3.21 ¿Qué es una conmutación de diodos?
3.22 ¿Qué es el ángulo de conmutación de un rectificador?

PROBLEMAS

3.1 El rectificador monofásico de la figura 3.3a tiene una carga puramente resistiva $R = 5\ \Omega$, el voltaje de alimentación pico $V_m = 170$ V, y la frecuencia de alimentación $f = 60$ Hz. Determine el voltaje de salida promedio del rectificador si la inductancia de la fuente es insignificante.
3.2 Repita el problema 3.1 si la inductancia de la fuente por fase (incluida la inductancia de fuga del transformador) es $L_c = 0.5$ mH.
3.3 El rectificador de seis fases en estrella de la figura 3.10 tiene una carga puramente resistiva de $R = 5\ \Omega$, el voltaje pico de alimentación $V_m = 170$ V, y la frecuencia de alimentación $f = 60$ Hz. Determine el voltaje de salida promedio del rectificador si la inductancia de la fuente es insignificante.
3.4 Repita el problema 3.3 si la inductancia de fuente por fase (incluida la inductancia de fuga del transformador) es $L_c = 0.5$ mH.
3.5 El rectificador trifásico de la figura 3.11 tiene una carga puramente resistiva de $R = 40\ \Omega$ y se alimenta con una fuente de 280 V, 60 Hz. El primario y el secundario del transformador de entrada están conectados en Y. Determine el voltaje de salida promedio del rectificador si las inductancias de la fuente son insignificantes.
3.6 Repita el problema 3.5 Si la inductancia de la fuente por fase (incluyendo la inductancia de fuga del transformador) es $L_c = 0.5$ mH.
3.7 Se requiere que el rectificador monofásico de la figura 3.3a suministre un voltaje promedio de $V_{cd} = 240$ V a una carga resistiva de $R = 10\ \Omega$. Determine los valores de voltaje y corriente de los diodos y el transformador.
3.8 Se requiere que un rectificador trifásico suministre un voltaje promedio de $V_{cd} = 750$ V con una corriente libre de rizado de $I_{cd} = 6000$ A. El primario y el secundario del transformador están conectados en Y. Determine los valores del voltaje y corriente de los diodos y el transformador.

3.9 El rectificador monofásico de la figura 3.3a tiene una carga RL. Si el voltaje pico de entrada es $V_m = 170$ V, la frecuencia de alimentación $f = 60$ Hz y la resistencia de la carga $R = 10\ \Omega$, determine la inductancia de la carga L para limitar los armónicos de la corriente a través de la carga a 4% del valor promedio I_{cd}.

3.10 El rectificador trifásico en estrella de la figura 3.10a tiene una carga RL. Si el voltaje pico en el secundario por fase es $V_m = 170$ V a 60 Hz, y la resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$, determine la inductancia de carga L para limitar los armónicos de la corriente de carga a 2% del valor promedio I_{cd}.

3.11 El voltaje de la batería que se muestra en la figura P3.11 es $E = 10$ V y su capacidad es de 200 Wh. La corriente de recarga promedio debe ser $I_{cd} = 10$ A. El voltaje de entrada al primario es $V_p = 120$ V, 60 Hz, y la relación de vueltas del transformador es $h = 2{:}1$. Calcule **(a)** el ángulo de conducción δ del diodo; **(b)** la resistencia R que limita la corriente; **(c)** la capacidad de potencia P_R de R; **(d)** El tiempo de recarga h_o en horas; **(e)** la eficiencia del rectificador η, y **(f)** el voltaje inverso pico (PIV) del diodo.

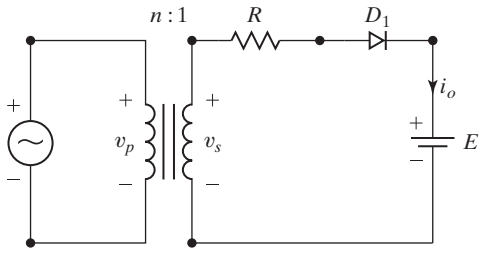


FIGURA P3.11

3.12 El voltaje de la batería de la figura P3.11 es $E = 12$ V y su capacidad son 100 Wh. La corriente de recarga promedio debe ser $I_{cd} = 5$ A. El voltaje de entrada al primario es $V_p = 120$ V, 60 Hz, y la relación de vueltas del transformador es $h = 2{:}1$. Calcule **(a)** el ángulo de conducción δ del diodo; **(b)** la resistencia R que limita la corriente; **(c)** la capacidad de potencia P_R de R; **(d)** el tiempo de recarga h_o en horas; **(e)** la eficiencia del rectificador η, y **(f)** el PIV del diodo.

3.13 El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.4a tiene $L = 4.5$ mH, R = 4 Ω, y $E = 20$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a 60 Hz. **(a)** Determine (1) la corriente estable a través de la carga I_0 en $\omega t = 0$; (2) la corriente promedio a través del diodo $I_{D(\text{prom})}$; (3) la corriente rms a través del diodo $I_{D(\text{rms})}$, y (4) la corriente rms de salida $I_{o(\text{rms})}$. **(b)** Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente instantánea de salida i_0. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E − 15, BV = 1800 V.

3.14 El rectificador trifásico de onda completa de la figura 3.11 tiene una carga $L = 2.5$ mH, $R = 5\ \Omega$ y $E = 20$ V. El voltaje de entrada de línea a línea es $V_{ab} = 208$ V, 60 Hz. **(a)** Determine (1) la corriente estable a través de la carga I_o en $\Omega t = \pi/3$; (2) la corriente promedio a través del diodo $I_{D(\text{prom})}$; (3) la corriente rms a través del diodo $I_{D(\text{rms})}$, y (4) la corriente rms de salida $I_{o(\text{rms})}$. **(b)** Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente instantánea de salida i_O. Suponga los parámetros de diodo IS = 2.22E − 15, BV = 1800 V.

3.15 Una fuente de 120 V, 60 Hz alimenta el rectificador monofásico de la figura 3.3a. La resistencia de la carga es $R_L = 140\ \Omega$. **(a)** Diseñe un filtro C de modo que el factor de rizo del voltaje de salida sea menor que 5%. **(b)** Con el valor del capacitor C_e del inciso (a), calcule el voltaje promedio a través de la carga, V_{cd}.

3.16 Repita el problema 3.15 para el rectificador monofásico de onda completa de la figura P3.16.

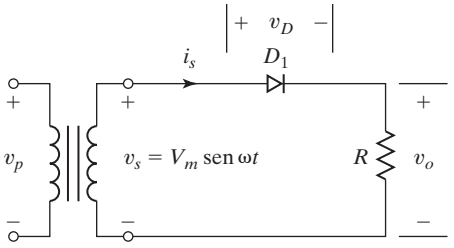


Diagrama del circuito

FIGURA P3.16

3.17 El rectificador monofásico de media onda de la figura P3.16 tiene una carga puramente resistiva R. Determine **(a)** la eficiencia; **(b)** el FF; **(c)** El RF; **(d)** el TUF; **(e)** el PIV del diodo; **(f)** el CF de la corriente de entrada, y **(g)** el PF de entrada. Suponga $V_m = 100$ V.

3.18 El rectificador monofásico de media onda de la figura P3.16 está conectado a una fuente de 60 Hz. Exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier.

3.19 El voltaje rms de entrada al circuito de la figura 3.20a es de 120 V, 60 Hz. **(a)** Si el voltaje de salida de cd es $V_{cd} = 48$ V con $I_{cd} = 20$ A, determine los valores de inductancia L_e, α e I_{rms}. **(b)** Si $I_{cd} = 15$ A y $L_e = 6.5$ mH, use la tabla 3.6 para calcular los valores de V_{cd}, α, β e I_{rms}.

3.20 El rectificador monofásico de la figura 3.3a tiene una carga resistiva R y a través de ella se conecta un capacitor C. La corriente promedio a través de la carga es I_{cd}. Suponiendo que el tiempo de recarga del capacitor es insignificante comparado con el tiempo de descarga, determine los armónicos del voltaje rms de salida, V_{ca}.

3.21 El filtro LC que se muestra en la figura 3.16c se utiliza para reducir el contenido de rizo del voltaje de salida de un rectificador de seis fases en estrella. La resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$, la inductancia de la carga es $L = 5$ mH, y la frecuencia de la fuente es de 60 Hz. Determine los parámetros de filtro L_e y C_e de modo que el factor de rizo del voltaje de salida sea 5%.

3.22 El rectificador trifásico de la figura 3.13 tiene una carga RL y se alimenta con una fuente conectada en Y. **(a)** Use el método de la serie de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_o(t)$ y la corriente en la carga $i_0(t)$. **(b)** Si el voltaje de fase pico es $V_m = 170$ V a 60 Hz y la resistencia de la carga es $R = 200\ \Omega$, determine la inductancia de la carga L para limitar la corriente de rizo a 2% del valor promedio I_{cd}.

3.23 El rectificador monofásico de media onda de la figura P3.23 tiene un diodo de conducción libre y una corriente a través de la carga promedio libre de rizo de I_a. **(a)** Trace las formas de onda de las corrientes en D_1, D_m y en el primario del transformador; **(b)** exprese la corriente en el primario

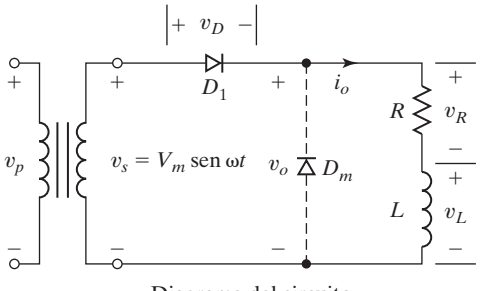


Diagrama del circuito

FIGURA P3.23

como serie de Fourier, y **(c)** determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada al rectificador. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador.

3.24 El rectificador monofásico de onda completa de la figura 3.2a tiene una corriente en la carga promedio libre de rizo de I_a. **(a)** Trace las formas de onda de las corrientes en D_1, D_2 y en el primario del transformador; **(b)** exprese la corriente en el primario como una serie de Fourier, y **(c)** determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada al rectificador. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador.

3.25 El rectificador polifásico en estrella de la figura 3.10a tiene tres pulsos y suministra una corriente promedio a través de la carga libre de rizado de I_a. El primario y el secundario del transformador están conectados en Y. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador. **(a)** Trace las formas de onda de las corrientes en D_1, D_2, D_3 y en el primario del transformador; **(b)** exprese la corriente en el primario como una serie de Fourier, y **(c)** determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada.

3.26 Repita el problema 3.25 si el primario del transformador está conectado en delta y el secundario en Y.

3.27 El rectificador polifásico en estrella de la figura 3.10a tiene seis pulsos y suministra una corriente promedio a través de la carga libre de rizado de I_a. El primario del transformador está conectado en delta y el secundario en Y. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador. **(a)** Trace las formas de onda de las corrientes en D_1, D_2, D_3 y en el primario del transformador; **(b)** exprese la corriente en el primario como una serie de Fourier, y **(c)** determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada.

3.28 El rectificador trifásico de la figura 3.11 suministra una corriente a través de la carga libre de rizado de I_a. El primario y el secundario del transformador están conectados en Y. Suponga una relación de vueltas 1:1 del transformador. **(a)** Trace las formas de onda de las corrientes en D_1, D_2, D_3 y de la corriente de fase en el secundario del transformador; **(b)** exprese la corriente de fase en el secundario como una serie de Fourier, y **(c)** determine el PF de entrada y el HF de la corriente de entrada.

3.29 Repita el problema 3.28 si el primario del transformador está conectado en delta y el secundario en Y.

3.30 Repita el problema 3.28 si el primario y el secundario del transformador están conectados en delta.

3.31 El rectificador de doce fases en estrella de la figura 3.10a tiene una carga puramente resistiva con R ohms. Determine **(a)** la eficiencia; **(b)** el FF; **(c)** el RF; **(d)** el factor de TUF; **(e)** el PIV de cada diodo, y **(f)** la corriente pico a través de un diodo si el rectificador suministra $I_{cd} = 300$ A con un voltaje de salida de $V_{cd} = 240$ V.

3.32 El rectificador en estrella de la figura 3.10a tiene $q = 12$, $V_m = 170$ V, y la frecuencia de alimentación es $f = 60$ Hz. Determine el valor rms del armónico dominante y su frecuencia.

PARTE II Transistores de potencia y convertidores de CD a CD

CAPÍTULO 4

Transistores de potencia

Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente

- Enumerar las características de un interruptor de transistor ideal.
- Describir las características de conmutación de diferentes transistores de potencia como MOSFETs, COOLMOS, BJTs, IGBTs y SITs.
- Describir las limitaciones de los transistores como interruptores.
- Describir los requerimientos de control de compuerta y los modelos de transistores de potencia.
- Diseñar circuitos de protección *di*/*dt* y *dv*/*dt* para transistores.
- Determinar configuraciones para que funcionen transistores en serie y en paralelo.
- Describir los modelos SPICE de MOSFETs, BJTs e IGBTs.
- Determinar las características y requerimientos de control de compuerta de BJTs, MOSFETs, JFETs e IGBTs.
- Describir las técnicas de aislamiento entre el circuito de alto nivel de potencia y el circuito de control de compuerta de bajo nivel.

Símbolos y su significado

Símbolo	Significado
i; v	Corriente y voltaje variables instantáneos, respectivamente
I; V	Corriente y voltaje de cd fijos, respectivamente
I_G; I_D; I_S; I_{DS}	Corrientes de compuerta, drenaje, fuente y de drenaje saturada de MOSFETs, respectivamente
I_B; I_C; I_E; I_{CS}	Corrientes de base, colector, emisor y de colector saturada de BJTs, respectivamente
V_{GS}; V_{DS}	Voltajes de compuerta-fuente y drenaje-fuente de MOSFETs, respectivamente
V_{BE}; V_{CE}	Voltajes de base-emisor y colector-emisor de BJTs, respectivamente
I_C; V_{GS}; V_{CE}	Corriente de colector, voltajes de compuerta-fuente y colector-emisor de IGBTs, respectivamente
T_A; T_C; T_J; T_S	Temperaturas ambiente, de cápsula, unión y disipador, respectivamente
t_d; t_r; t_n; t_s; t_f; t_o	Tiempo de retraso, subida, encendido, almacenamiento, caída y apagado de un transistor de conmutación, respectivamente

Símbolo	Significado
$\beta_F (= h_{FE})$; α_F	Ganancia de corriente en sentido directo y relaciones de corriente colector-emisor de BJTs, respectivamente
R_C; R_D; R_G	Resistencias de colector, drenaje y compuerta, respectivamente

4.1 INTRODUCCIÓN

Los transistores de potencia han controlado las características de encendido y apagado. Los transistores, que se utilizan como elementos de conmutación, funcionan en la región de saturación, lo que provoca una baja caída de voltaje en estado de conducción encendido. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores y tienen un amplio uso en convertidores de cd a cd y de cd a ca, con los diodos conectados en paralelo a la inversa para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo, sus capacidades de voltaje y corriente son menores que las de los tiristores y los transistores y por lo común se usan en aplicaciones de baja a mediana potencia. Con el avance en la tecnología de semiconductores de potencia, las capacidades de los transistores de potencia se mejoran de forma continua, como sucede con los IGBTs que se utilizan cada vez más en aplicaciones de alta potencia. Los transistores de potencia se pueden clasificar en cinco categorías:

1. Transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico (MOSFETs)
2. COOLMOS
3. Transistores bipolares de unión (BJTs)
4. Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs)
5. Transistores estáticos de inducción (SITs)

Los MOSFET, COOLMOS, BJT, IGBT, o los SIT se pueden considerar como interruptores ideales para explicar las técnicas de conversión de potencia. Un transistor se puede utilizar como un interruptor. Sin embargo, la elección entre un BJT y un MOSFET en los circuitos convertidores no es obvia, pero cada uno de ellos puede reemplazar a un interruptor siempre que sus capacidades de voltaje y corriente satisfagan los requerimientos de salida del convertidor. Los transistores prácticos difieren de los dispositivos ideales. Los transistores tienen ciertas limitaciones y están restringidos a algunas aplicaciones. Hay que examinar las características y capacidades de cada tipo para determinar si son adecuados para una aplicación en particular.

El circuito de compuerta es parte integral de un convertidor de potencia que consta de dispositivos semiconductores de potencia. La salida de un convertidor que depende de la forma en que el circuito de compuerta controla los dispositivos de conmutación es una función directa de la conmutación. Por consiguiente, las características del circuito de compuerta son elementos clave para lograr la salida y los requerimientos de control deseados de cualquier convertidor de potencia. El diseño de un circuito de compuerta requiere conocer las características de la compuerta y las necesidades de dispositivos como tiristores, tiristores de bloqueo o apagado por compuerta (GTOs), transistores bipolares de unión, transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico, y transistores bipolares de compuerta aislada.

Dado que la electrónica de potencia se utiliza cada vez más en aplicaciones que requieren circuitos integrados de control de compuerta con control de avance, alta velocidad, alta eficiencia y tamaño compacto, hay una mayor disponibilidad de circuitos integrados (IC) de control de compuerta en el mercado.

TABLA 4.1 Propiedades del silicio y de materiales semiconductores WBG

Parámetro	Si	GaAs	4H-SiC	6H-SiC	3C-SiC	2H-GaN	Diamante
Banda prohibida de energía, E_g (eV)	1.1	1.42	3.3	3.0	2.3	3.4	5.5
Campo eléctrico crítico, E_c, (MV/cm)	0.25	0.6	2.2	3	1.8	3	10
Velocidad de deriva de los electrones, *vsat* (cm/s)	1×10^7	1.2×10^7	2×10^7	2×10^7	2.5×10^7	2.2×10^7	2.7×10^7
Conductividad térmica, λ (W/cm-K)	1.5	0.5	4.9	4.9	4.9	1.3	22

4.2 TRANSISTORES DE CARBURO DE SILICIO

Los dispositivos semiconductores de silicio son los elementos clave para determinar los tipos de topología de conversión y el desempeño de conversión. Los dispositivos de potencia han evolucionado al paso del tiempo desde los diodos de silicio, hasta los transistores bipolares, tiristores, MOSFETs, COOLMOs e IBGTs. Los IGBT han sido los dispositivos más deseables por sus características de conmutación superiores. Los IGBT de silicio se usan en aplicaciones de electrónica de potencia con capacidades de voltaje de entre 1.2 kV y 6.5 kV. Los dispositivos de silicio ya casi han llegado a sus límites, de modo que un salto cuántico en el desempeño de los dispositivos requiere o un mejor material o una mejor estructura del dispositivo.

Los materiales de semiconductores de banda prohibida más ancha (WBG), como el carburo de silicio (SiC), el nitruro de galio (GaN), y el diamante, poseen propiedades intrínsecas, y los dispositivos semiconductores WBG ofrecen súper desempeño en comparación con dispositivos de silicio equivalentes. La tabla 4.1 muestra las propiedades clave del silicio y de los materiales semiconductores WBG [30]. 4H se refiere a la estructura cristalina del carburo de silicio que se utiliza en semiconductores de potencia. Los materiales semiconductores se caracterizan por las siguientes propiedades deseables [30, 31, 32, 34, 38, 45]:

- La banda prohibida de energía más ancha da por resultado corrientes de fuga más bajas y temperaturas de funcionamiento significativamente más altas de los dispositivos WBG. Además, la dureza de radiación se mejora.
- El campo eléctrico crítico más alto significa que las capas de bloque de los dispositivos WBG pueden ser más delgadas y con concentraciones de dopado más altas, lo que da por resultado órdenes de magnitud bajos de los valores de resistencia en comparación con dispositivos de silicio equivalentes.
- La velocidad de saturación de electrones más alta conduce a frecuencias de funcionamiento más altas.
- La conductividad térmica más alta (por ejemplo, del SiC y del diamante) mejora el esparcimiento del calor y permite un funcionamiento a densidades de potencia más altas.

Una de las mayores ventajas que esta banda prohibida ancha confiere es evitar la ruptura eléctrica. Los dispositivos de silicio, por ejemplo, no pueden soportar campos eléctricos de más de 300 kV por centímetro. Cualquier campo más intenso empujará los electrones con la suficiente fuerza para expulsarlos de la banda de valencia. A su vez, estos electrones liberados se acelerarán y chocarán con otros electrones, lo que creará una avalancha que puede hacer que la corriente se intensifique y acabe por destruir el material. Como los electrones en el SiC requieren más energía para ser empujados hacia la banda de conducción, el material puede soportar campos eléctricos mucho más intensos, hasta un máximo de 10 veces que el silicio. Por consiguiente, un dispositivo a base de SiC puede tener las mismas dimensiones que uno de silicio

pero puede soportar 10 veces el voltaje. El espesor de un dispositivo de SiC puede ser diez veces menor que el de un dispositivo de silicio pero soporta el mismo voltaje, ya que la diferencia de voltaje no tiene que esparcirse a través de tanto material. Estos dispositivos más delgados son más rápidos y poseen menos resistencia, lo que significa menos energía perdida en forma de calor cuando un dispositivo de potencia de SiC conduce electricidad [33].

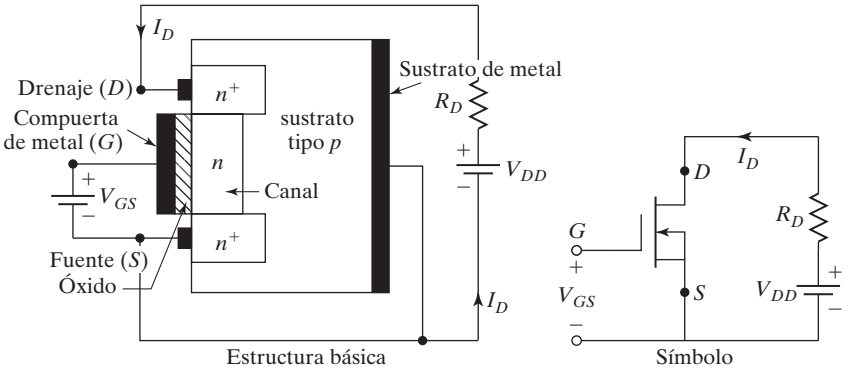
Cuando Infineon lanzó el diodo Schottky de carburo de silicio [30] fue el comienzo de una nueva era en dispositivos semiconductores de potencia. La electrónica de potencia de carburo de silicio ha pasado de ser una futura promisoria tecnología a ser una potente alternativa de la tecnología de vanguardia del silicio (Si) en aplicaciones de alta eficiencia, alta frecuencia y alta temperatura [29]. La electrónica de potencia de SiC ofrece muchas ventajas, como capacidades de voltaje más altas, caídas de voltaje más bajas, temperaturas máximas más altas, y mayor conductividad térmica. Los transistores de SiC son dispositivos unipolares y prácticamente no hay efectos dinámicos asociados con la acumulación o eliminación de cargas excedentes. A medida que la tecnología del SiC avance se espera que los costos de producción de dispositivos de potencia de SiC sean comparables con los de dispositivos de Si. A principios de la década de 1990, las mejoras continuas en las obleas de cristal simple de SiC han provocado avances significativos hacia el desarrollo de materiales de SiC epitaxiales con pocos defectos y dispositivos de SiC para alto voltaje [41, 53], incluyendo el desarrollo de un tiristor GTO para 7 kV [66], MOSFETs de SiC para 10 kV [51] e IGBTs para 13 kV [64]. Los siguientes tipos de dispositivos de SiC ya están disponibles o en desarrollo.

Transistores de efecto de campo de unión (JFETs)
Transistores de efecto de campo de silicio y óxido metálico (MOSFETs)
Transistores bipolares de unión (BJTs)
Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs)

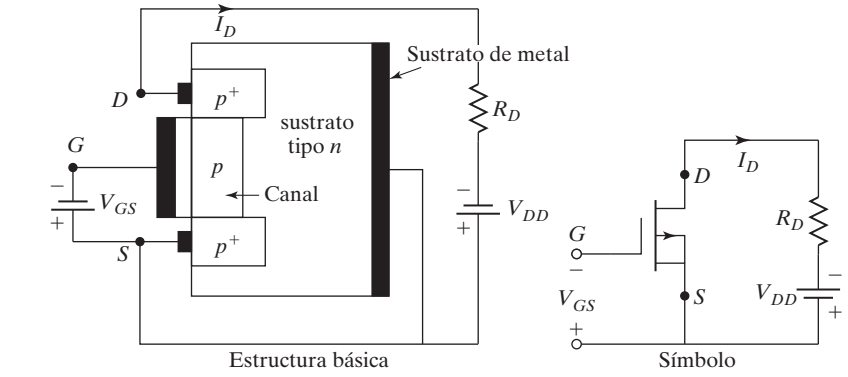
4.3 MOSFETs DE POTENCIA

Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje y requiere sólo una pequeña corriente de entrada. La velocidad de conmutación es muy alta y los tiempos de conmutación son del orden de nanoegundos. Los MOSFET de potencia se utilizan cada vez más en convertidores de alta frecuencia y baja potencia. Los MOSFET no tienen los problemas de fenómenos de segunda ruptura como los BJT. Sin embargo, los MOSFET tienen los problemas de descarga electrostática y requieren un cuidado especial en su manejo. Además, es relativamente difícil protegerlos en condiciones de falla por cortocircuito.

Los dos tipos de MOSFET son (1) MOSFETs de agotamiento y (2) MOSFETS de enriquecimiento [6-8]. Un MOSFET tipo agotamiento de canal *n* se forma sobre un sustrato de silicio tipo *p* como se muestra en la figura 4.1a, con dos secciones de silicio n^+ fuertemente dopadas para las conexiones de baja resistencia. La compuerta se aísla del canal con una delgada capa de óxido. Las tres terminales se llaman, *compuerta*, *drenaje* y *fuente*. Normalmente, el sustrato se conecta a la fuente. El voltaje de compuerta a fuente, V_{GS} podría ser una de dos o positivo o negativo. Si V_{GS} es negativo, algunos de los electrones en el área del canal *n* se repelen y se crea una región de agotamiento debajo de la capa de óxido, y el resultado es un canal efectivo más angosto y una alta resistencia del drenaje a la fuente, R_{DS}. Si V_{GS} se hace lo bastante negativo, el canal se agota por completo, ofrece un alto valor de R_{DS}, y no fluye corriente del drenaje a la fuente, $I_{DS} = 0$. El valor de V_{GS} cuando esto sucede se llama *voltaje de estrangulamiento* V_p. Por otra parte, si V_{GS} se vuelve positivo, el canal se ensancha e I_{DS} se incrementa por la reducción de R_{DS}. Con un MOSFET tipo agotamiento de canal *p*, las polaridades de V_{DS}, I_{DS} y V_{GS} se invierten, como se muestra en la figura 4.1b.



(a) MOSFET tipo agotamiento de canal *n*



(b) MOSFET tipo agotamiento de canal *p*

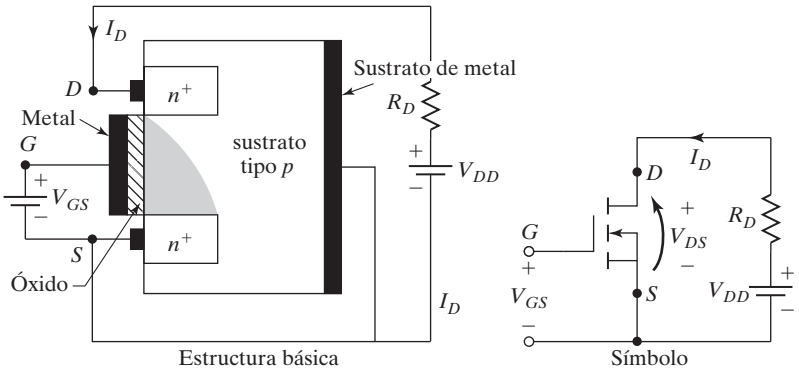
FIGURA 4.1

MOSFETs tipo agotamiento.

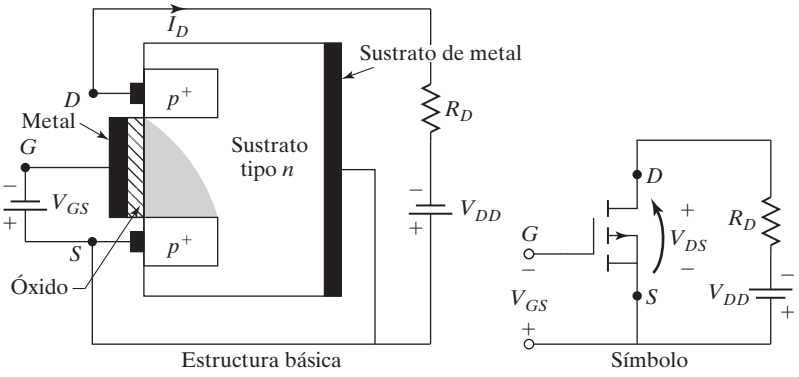
Un MOSFET tipo enriquecimiento de canal *n* no tiene un canal físico, como se muestra en la figura 4.2a. Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atrae electrones del sustrato *p* y los acumula en la superficie debajo de la capa de óxido. Si V_{GS} es mayor que o igual a un valor conocido como *voltaje de umbral* V_T, un número suficiente de electrones se acumulan para formar un canal *n* virtual, como lo indican las líneas sombreadas en la figura 4.2a, y la corriente fluye del drenaje a la fuente. Las polaridades de V_{DS}, I_{DS} y V_{GS} se invierten en un MOSFET tipo enriquecimiento de canal *p*, como se muestra en la figura 4.2b. En la figura 4.3 se muestran MOSFETs de potencia de varios tamaños.

Debido a que un MOSFET de agotamiento permanece en estado de encendido a voltaje de compuerta cero, mientras un MOSFET tipo enriquecimiento permanece en estado apagado a voltaje de compuerta cero, por lo general los MOSFET tipo enriquecimiento se utilizan como dispositivos de conmutación en la electrónica de potencia. Para reducir la resistencia en estado de conducción por contar con un área de conducción más grande, por lo común se utiliza la estructura tipo V para MOSFETs de potencia. En la figura 4.4a se muestra el corte transversal de un MOSFET de potencia conocido como MOSFET vertical (V).

Cuando la compuerta tiene un voltaje suficientemente positivo con respecto a la fuente, el efecto de su campo eléctrico jala electrones de la capa n^+ hacia la capa *p*. Esto abre el canal más cercano a la compuerta, el cual a su vez permite que fluya corriente del drenaje a la fuente. Hay una capa dieléctrica de óxido de silicio (SiO_2) entre el metal de la



(a) MOSFET tipo enriquecimiento de canal *n*



(b) MOSFET tipo enriquecimiento de canal *p*

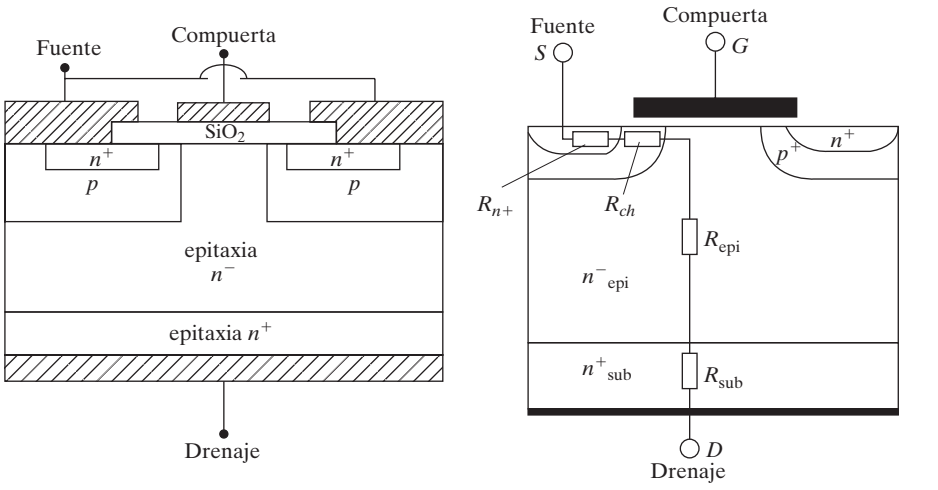
FIGURA 4.2

MOSFETs tipo enriquecimiento



FIGURA 4.3

MOSFETs de potencia. (Reproducidos con permiso de International Rectifier).



(a) Corte transversal de un MOSFET V

(b) Resistencia en serie en estado de conducción de un MOSFET V

FIGURA 4.4

Corte transversal de MOSFETs. [Ref. 10, G. Deboy].

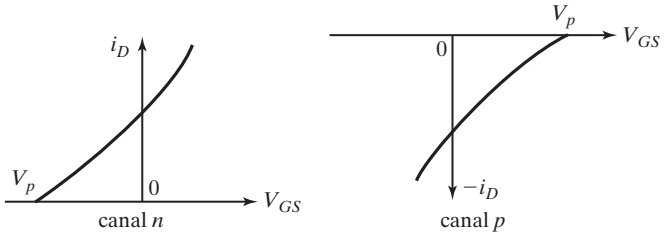
compuerta y la unión n^+ y p. El MOSFET está fuertemente dopado del lado del drenaje para crear una capa intermedia n^+ debajo de la capa de deriva n. Esta capa intermedia impide que la capa de agotamiento llegue al metal, nivela el esfuerzo de voltaje a través de la capa n, e incluso reduce la caída de voltaje en sentido directo durante la conducción. La capa intermedia también hace que el dispositivo sea asimétrico con capacidad de voltaje un tanto baja.

Los MOSFET requieren baja energía de compuerta, y tienen una muy alta velocidad de conmutación y bajas pérdidas en estado de conmutación. La resistencia de entrada es muy alta, 10^9 a 10^{11} Ω. Pero los MOSFET tienen la desventaja de una alta resistencia en sentido directo en estado de conducción, como se muestra en la figura 4.4b, y por consiguiente altas pérdidas en estado de conducción, lo que los hace menos atractivos como dispositivos de potencia, aunque son excelentes como dispositivos amplificadores de compuerta para tiristores (vea el capítulo 9).

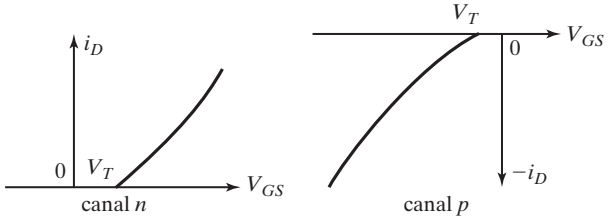
4.3.1 Características en estado estable

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y su impedancia de entrada es muy alta. La compuerta absorbe una corriente de fuga muy pequeña, del orden de nanoamperes. La ganancia de corriente, la cual es la relación de la corriente de drenaje I_D a la corriente de compuerta de entrada I_G, es típicamente del orden de 10^9. Sin embargo, la ganancia de corriente no es un parámetro importante. La *transconductancia*, la cual es la relación de la corriente de drenaje al voltaje de compuerta, define las características de transferencia y es un parámetro muy importante.

La figura 4.5 muestra las características de transferencia de MOSFETs de canal n y canal p. Las características de transferencia de la figura 4.5b para MOSFETs de enriquecimiento de canal n se pueden usar para determinar la corriente en estado de conducción i_D como sigue [29].



(a) MOSFET tipo agotamiento



(b) MOSFET tipo enriquecimiento

FIGURA 4.5

Características de transferencia de MOSFETs.

$$i_D = K_n(v_{GS} - V_T)^2 \text{ para } v_{GS} > V_T \text{ y } v_{DS} \geq (v_{GS} - V_T) \tag{4.1}$$

donde K_n es la constante MOS, A/V^2

v_{GS} es el voltaje de compuerta a fuente, V

V_T es el voltaje de umbral, V

La figura 4.6 muestra las características de salida de un MOSFET de enriquecimiento de canal n. Hay tres regiones de operación: (1) región de corte, donde $V_{GS} \leq V_T$; (2) región de estrangulamiento o de saturación, donde $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$, y (3) región lineal, donde $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$. El estrangulamiento ocurre cuando $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. En la región lineal, la corriente de drenaje I_D

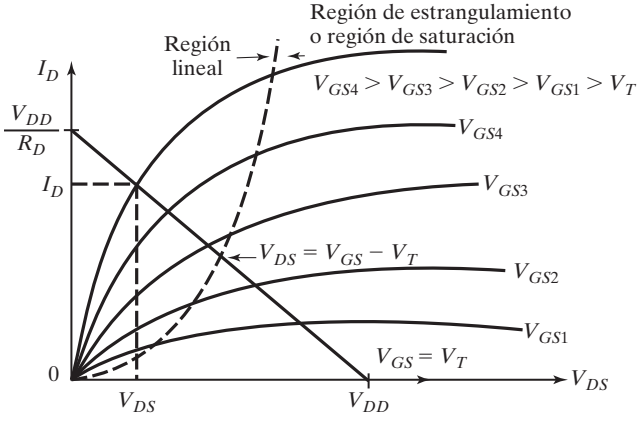


FIGURA 4.6

Características de salida de un MOSFET tipo enriquecimiento.

varía en proporción al voltaje de drenaje a fuente V_{DS}. Por la alta corriente de drenaje y el bajo voltaje de drenaje, los MOSFETs de potencia se utilizan en la región lineal para acciones de conmutación. En la región de saturación, la corriente de drenaje permanece casi constante para cualquier incremento del valor de V_{DS} y los transistores se utilizan en esta región para amplificación de voltaje. Observemos que saturación tiene el significado opuesto al de transistores bipolares. En la región lineal u óhmica, el v_{DS} de drenaje a fuente es bajo y la característica $i_D - v_{DS}$ que aparece en la figura 4.6 se puede describir mediante la siguiente relación

$$i_D = K_n[\, 2(\, v_{GS} - V_T)\, v_{DS} - v_{DS}^2] \text{ para } v_{GS} > V_T \text{ y } 0 < v_{DS} < (\, v_{GS} - V_T) \tag{4.2}$$

la cual, con un valor pequeño de v_{DS} ($\ll V_T$), se aproxima a

$$i_D = K_n\, 2(\, v_{GS} - V_T)\, v_{DS} \tag{4.3}$$

La línea de carga de un MOSFET con una resistencia de carga R_D como se muestra en la figura 4.7a se puede describir por

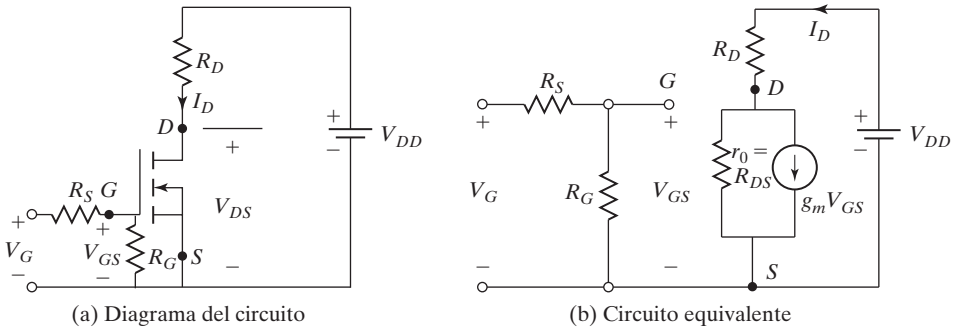
$$i_D = \frac{V_{DD} - v_{DS}}{R_D} \tag{4.4}$$

donde $i_D = V_{DD}/R_D$ con $v_{DS} = 0$ y $v_{DS} = V_{DD}$ con $i_D = 0$.

Para mantener bajo el valor de V_{DS}, el voltaje de compuerta a fuente V_{GS} debe ser más alto para que el transistor opere en la región lineal.

La figura 4.7 muestra el modelo de conmutación en estado permanente, el cual es el mismo tanto para MOSFETs tipo agotamiento como para tipo enriquecimiento. R_D es la resistencia de carga. Se conecta una resistencia grande R_G en el orden de megohms entre la compuerta y la fuente para establecer el voltaje de compuerta a un nivel definido. R_S ($\ll R_G$) limita las corrientes de carga mediante las capacitancias internas del MOSFET. La transconductancia g_m se define como

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS} = \text{constante}} \tag{4.5}$$



(a) Diagrama del circuito (b) Circuito equivalente

FIGURA 4.7

Modelo de conmutación en estado permanente de MOSFETs.

La ganancia de transconductancia g_m se determina con las ecuaciones (4.1) y (4.2) en el punto de operación en $v_{GS} = V_{GS}$ e $i_D = I_D$ como

$$g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} = 2K_n V_{DS}|_{V_{DS}=\text{constante}} \quad \text{(región lineal)}$$
$$= 2K_n(V_{GS} - V_T)|_{V_{DS}=\text{constante}} \quad \text{(región de saturación)} \tag{4.6}$$

Por consiguiente, g_m depende de V_{GS} en la región de saturación en tanto que permanece casi constante en la región lineal. Un MOSFET puede amplificar una señal de voltaje en la región de saturación.

La resistencia de salida, $r_o = R_{DS}$, la cual se define como

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \tag{4.7}$$

por lo común es muy alta en la región de estrangulamiento, típicamente en el orden de megohms y es muy pequeña en la región lineal, en particular en el orden de miliohms. Para un valor pequeño de v_{DS} ($\ll V_T$) en la región lineal u óhmica, la ecuación (4.3) da la resistencia de drenaje a fuente R_{DS} como

$$R_{DS} = \frac{v_{DS}}{i_D} = \frac{1}{K_n 2(v_{GS} - V_T)} \quad \text{para } v_{GS} > V_T \tag{4.8}$$

Por consiguiente, la resistencia en estado de conducción R_{DS} del interruptor MOSFET se reduce al incrementar el voltaje de control de compuerta a fuente, v_{GS}.

Para los MOSFET tipo agotamiento el voltaje de compuerta (o entrada) podría ser o positivo o negativo. Sin embargo, los MOSFET tipo enriquecimiento responden sólo a un voltaje de compuerta positivo. Por lo general los MOSFET de potencia son del tipo de enriquecimiento. Sin embargo, los MOSFET tipo agotamiento ofrecen ventajas y simplifican el diseño lógico en algunas aplicaciones que requieren alguna forma de interruptor lógico compatible con cd o ca que permanezca en estado de conducción o encendido cuando la fuente lógica cae y el V_{GS} se vuelve cero. Las características de los MOSFET tipo agotamiento no se analizan más a fondo.

4.3.2 Características de conmutación

Sin señal de compuerta, el MOSFET tipo enriquecimiento se puede considerar como dos diodos conectados espalda con espalda (diodos *np* y *pn* como se muestra en la figura 4.2a) o como un transistor *NPN*. La estructura de la compuerta ofrece capacitancias parásitas a la fuente, C_{gs}, y al drenaje, C_{gd}. El transistor *NPN* tiene una unión polarizada a la inversa del drenaje a la fuente y ofrece una capacitancia, C_{ds}. La figura 4.8a muestra el circuito equivalente de un transistor bipolar parásito en paralelo con un MOSFET. La región de base a emisor de un transistor *NPN* se pone en corto en el microcircuito al metalizar la terminal fuente y la resistencia desde la base al emisor debido a la resistencia masiva de las regiones *n* y *p*, R_{be}, es pequeña. Por consiguiente, se puede considerar que un MOSFET tiene un diodo interno y el circuito equivalente se muestra en la figura 4.8. Las capacitancias parásitas dependen de sus voltajes respectivos.

Al diodo interno integrado a menudo se le llama *diodo de cuerpo*. La velocidad de conmutación del diodo de cuerpo es mucho más lenta que la del MOSFET. Por consiguiente, un NMOS (semiconductor de óxido metálico de canal *n*) se comportará como un dispositivo no controlado. El resultado es que una corriente puede fluir de la fuente al drenaje si las condiciones

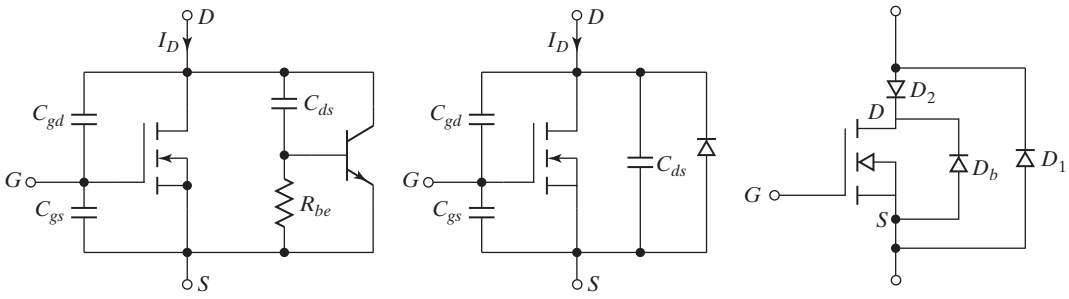


FIGURA 4.8

Modelo parásito de enriquecimiento de MOSFETs.

del circuito prevalecen para una corriente negativa. Esto es cierto si el NMOS está conmutando potencia a una carga inductiva y el NMOS actuará como un diodo de conducción libre y proporcionará una trayectoria para que la corriente fluya de la fuente al drenaje. El NMOS se comportará como un dispositivo no controlado en la dirección inversa. La hoja de datos de un NMOS normalmente especificaría la capacidad de corriente del diodo parásito.

Si se permite que el diodo de cuerpo D_b conduzca, entonces puede ocurrir una corriente pico alta durante la transición de bloque o apagado del diodo. La mayoría de los MOSFET no tienen la capacidad de manejar estas corrientes y el dispositivo puede fallar. Para evitar esta situación se puede agregar diodos externos, D_2 en serie y D_1 antiparalelo, como en la figura 4.8c. Los MOSFET de potencia se pueden diseñar para que tengan un diodo de cuerpo integrado de recuperación rápida y para que operen confiablemente cuando se permita que el diodo de cuerpo conduzca a la corriente nominal de MOSFET. Sin embargo, la velocidad de conmutación de los diodos de cuerpo sigue siendo un tanto lenta, y puede haber una pérdida de conmutación importante debido a la carga almacenada en el diodo. El diseñador debe verificar las capacidades y la velocidad del diodo de cuerpo para manejar los requerimientos de operación.

La figura 4.9 muestra el modelo de conmutación de MOSFETs con capacitancias parásitas. Las formas de onda y tiempos de conmutación comunes se muestran en la figura 4.10. El *tiempo de retraso de encendido o conducción* $t_{d(\text{on})}$ es el tiempo que se requiere para cargar la capacitancia de entrada al nivel del voltaje de umbral. El *tiempo de subida* t_r es el tiempo de carga de compuerta del nivel de umbral al voltaje de compuerta completo V_{GSP}, el cual se requiere para llevar el transistor a la región lineal. El *tiempo de retraso de apagado o bloqueo* $t_{d(\text{off})}$ es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue del sobrevoltaje de compuerta V_1 a la región de estrangulamiento. V_{Gs} debe disminuir de manera significativa antes de que V_{DS} comience a subir. El *tiempo de caída* t_f es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue de la región de estrangulamiento al voltaje de umbral. Si $V_{GS} \leq V_T$, el transistor se apaga.

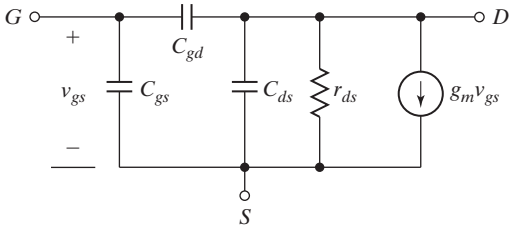


FIGURA 4.9

Modelo de conmutación de MOSFETs.

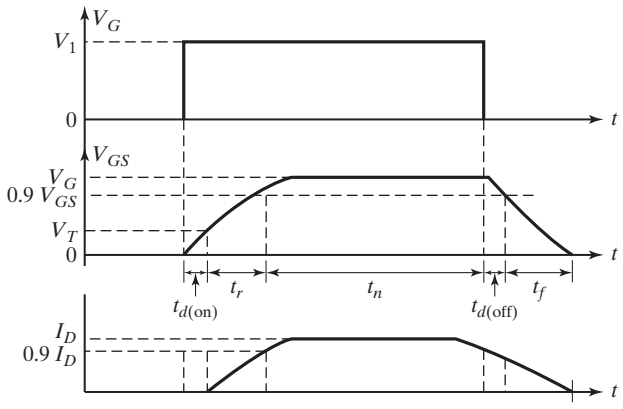


FIGURA 4.10
Formas de onda y tiempos de conmutación.

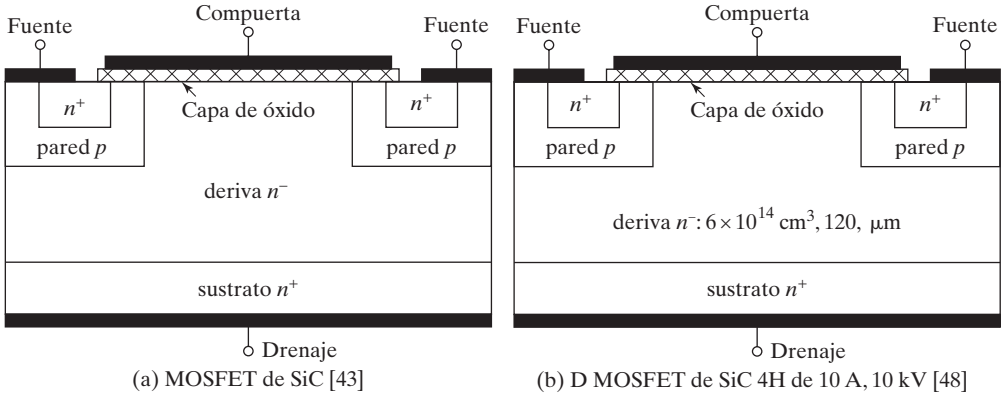
4.3.3 MOSFETs DE CARBURO DE SILICIO

La compuerta-fuente de un JFET se comporta como una unión *pn* polarizada a la inversa. Un JFET requiere una cantidad finita de corriente de control de compuerta. La compuerta-fuente de un MOSFET está aislada e idealmente requiere una corriente cero de control de compuerta. El comportamiento normal de bloqueo o apagado del MOSFET de SiC lo hace atractivo para los diseñadores de convertidores electrónicos de potencia. Los MOSFET de alto voltaje sufren dos limitaciones importantes: (1) las bajas movilidades del canal que ocasionan una resistencia adicional en estado de conducción del dispositivo, y por consiguiente pérdidas de potencia incrementadas en estado de conducción, y (2) la falta de fiabilidad y la inestabilidad de la capa de óxido de la compuerta, sobre durante largos periodos y a temperaturas elevadas. Las normas de fabricación también contribuyen a la desaceleración del desarrollo de MOSFETs de SiC.

La tecnología de SiC ha experimentado avances significativos que ahora permiten fabricar MOSFETs capaces de superar el desempeño de sus primos IGBTs de Si, en particular a alta potencia y altas temperaturas [37]. La nueva generación de MOSFETs de SiC reduce el espesor de la capa de deriva por casi un factor de 10 al mismo tiempo que permite que el factor de dopado se incremente en casi el mismo orden de magnitud. El efecto total reduce la resistencia a la deriva a 1/100 de su MOSFET de Si equivalente. Los MOSFET de SiC ofrecen ventajas significativas sobre los dispositivos de silicio que permiten una eficiencia sin precedentes del sistema y/o tamaño, peso y costo reducidos por su funcionamiento a alta frecuencia. Las resistencias típicas en estado de conducción de MOSFETs de SiC de 1.2 kV con capacidades de corriente de 10-20 A se encuentran en el rango de 80 a 160 mΩ [35, 36, 67].

La figura 4.11a muestra el corte transversal de una estructura de MOSFET de SiC típica [43]. Por lo común, el dispositivo debe estar apagado o en estado de bloqueo debido a la unión *pn* invertida entre la deriva *n* y la pared *p*. Un voltaje de umbral de compuerta a fuente positivo debe permitir que el dispositivo rompa la unión *pn* y el dispositivo debe conducir. El corte transversal de una celda de un DMOSFET de SiC 4H de 10 A, 10 kV, el cual es similar al de la figura 4.11a, se muestra en la figura 4.11b [48]. Las estructuras generales de los MOSFET de las figuras 4.11a y b son las mismas. Sin embargo, las dimensiones y las concentraciones de las capas n^+ y p^+ determinarán las características del MOSFET, como las capacidades de voltaje y corriente. La figura 4.12 muestra el transistor parásito NPN, los diodos, las resistencias de deriva y el JFET dentro de los MOSFET [42].

Cree también ha fabricado microcircuitos de MOSFET de SiC de 10 A y 10 kV como parte de un módulo de medio puente de 120 A. Cuando se comparan con el IGBT de alta



(a) MOSFET de SiC [43] (b) D MOSFET de SiC 4H de 10 A, 10 kV [48]

FIGURA 4.11

Corte transversal de una celda de un D MOSFET de SiC 4H, de 10 A, 10 kV.

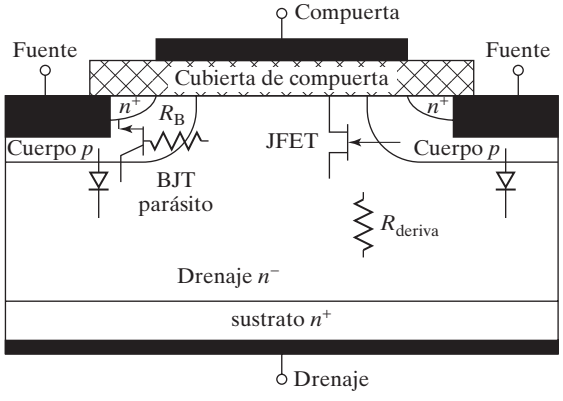


FIGURA 4.12

Dispositivos parásitos de un MOSFET de canal n [42]

tecnología de Si de 6.5 kV, los MOSFETs de SiC de 10 kV ofrecen un mejor desempeño. Los MOSFET de carburo de silicio pueden desafiar a los IGBT y ser la mejor opción en la elección de dispositivos en electrónica de potencia de alto voltaje. La figura 4.13 muestra el corte transversal de un DMOSFET de compuerta en V [39].

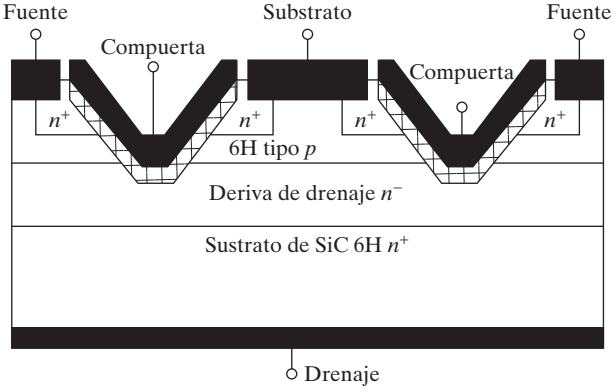


FIGURA 4.13

Sección transversal de un MOSFET 6H de SiC de potencia [39].

El dispositivo suele estar apagado. La aplicación de un voltaje de compuerta a fuente positivo empobrece la capa tipo *p* y enriquece el canal *n*. La supresión del voltaje de compuerta a fuente apaga los dispositivos. La estructura de compuerta en forma de V provoca un encendido y apagado más rápidos.

4.4 COOLMOS

COOLMOS [9-11] es una nueva tecnología para MOSFETs de potencia de alto voltaje que implementa una estructura de compensación en la región de deriva vertical de un MOSFET para mejorar la resistencia en estado de conducción. Tiene una menor resistencia en estado de conducción con el mismo encapsulado en comparación con la de otros MOSFET. Las pérdidas por conducción son al menos cinco veces menores comparadas con las de la tecnología MOSFET convencional. Es capaz de manejar dos a tres veces más potencia de salida en comparación con la del MOSFET convencional con el mismo paquete. El área activa del microcircuito de COOLMOS es aproximadamente cinco veces más pequeña que la de un MOSFET estándar.

La figura 4.14 muestra el corte transversal de un COOLMOS. El dispositivo mejora el dopado de la capa *n*-dopada que conduce la corriente aproximadamente en un orden de magnitud sin modificar la capacidad de bloqueo del dispositivo. Un alto voltaje de bloqueo, V_{BR} del transistor requiere una capa epitaxial con poco dopado relativamente gruesa que lleve a la bien conocida ley [12] que relaciona la resistencia de drenaje a fuente para V_{BR}, por

$$R_{D(\text{on})} = V_{BR}^{k_c} \tag{4.9}$$

donde k_c es una constante entre 2.4 y 2.6.

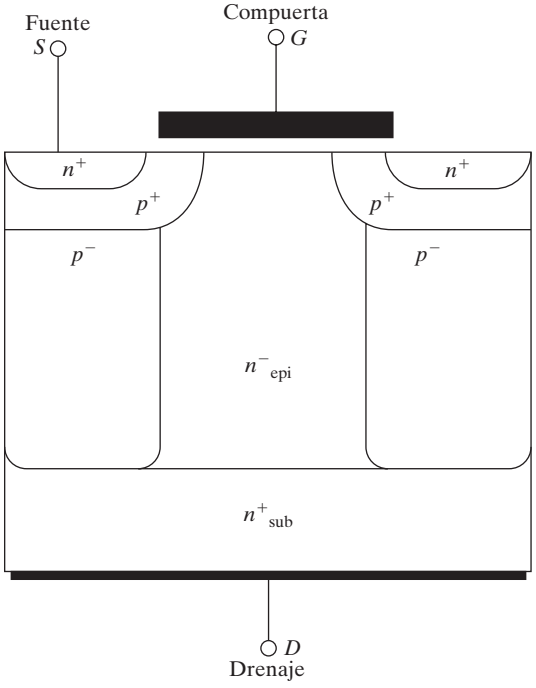


FIGURA 4.14
Corte transversal de un COOLMOS.

Esta limitación se supera agregando columnas de dopado de tipo opuesto que se implementan en la región de deriva de manera que la integral de dopado a lo largo de una línea perpendicular al flujo de corriente permanezca más pequeña que la carga de avance propia del material, la cual para el silicio es aproximadamente de 2×10^{12} cm^{-2}. Este concepto requiere una compensación de la carga adicional en la región *n* por parte de regiones con dopado *p* adyacentes. Estas cargas crean un campo eléctrico lateral que no contribuye al perfil de campo vertical. Es decir, la concentración del dopado se integra a lo largo de una línea perpendicular a la interfaz creada por las regiones *p* y *n*.

Los portadores mayoritarios proporcionan sólo la conductividad eléctrica. Como no hay contribución de corriente bipolar, las pérdidas por conmutación son iguales a las de los MOSFET convencionales. El dopado del voltaje que sustenta la capa se eleva en aproximadamente un orden de magnitud; bandas *p* verticales adicionales insertadas en la estructura compensan la corriente excedente que conduce carga *n*. El campo eléctrico en el interior de la estructura se fija por la carga neta de las dos columnas con dopado opuesto. Por consiguiente, se puede lograr una distribución de campo casi horizontal si ambas regiones se contrarrestan perfectamente entre sí. La fabricación de pares adyacentes de regiones *p* y *n* dopadas con prácticamente carga neta cero requiere una manufactura de precisión. Cualquier desequilibrio en la carga impacta el voltaje de bloqueo del dispositivo. Para voltajes de bloqueo más altos sólo hay que incrementar la profundidad de las columnas sin tener que alterar el dopado. Esto conduce a una relación lineal [10] entre el voltaje de bloque y la resistencia en estado de conducción como se muestra en la figura 4.15. La resistencia en estado de conducción de un COOLMOS de 600 V, 47 A es de 70 mΩ. El COOLMOS tiene una característica *v-i* lineal con un bajo voltaje de umbral [10].

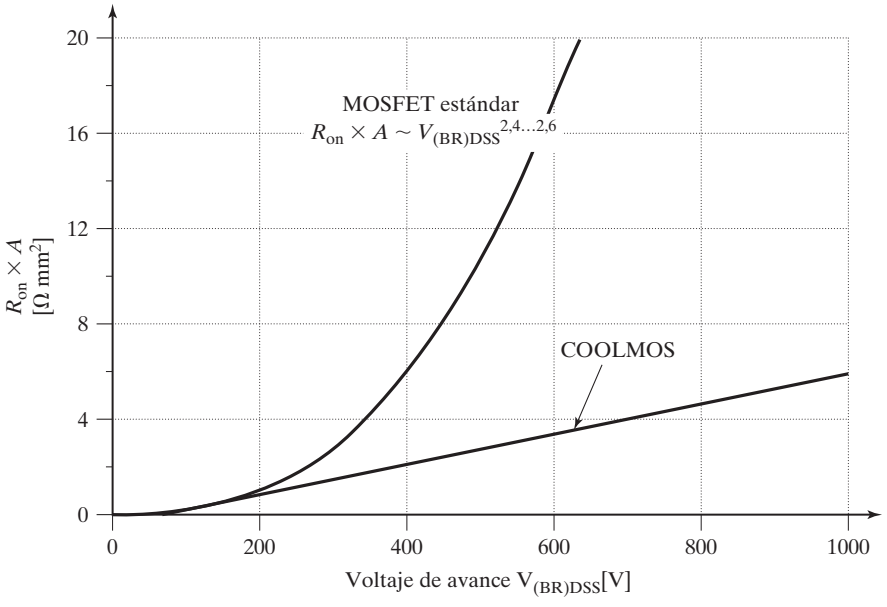


FIGURA 4.15

Relación lineal entre el voltaje de bloqueo y la resistencia en estado de conducción. [Ref. 10. G. Deboy].

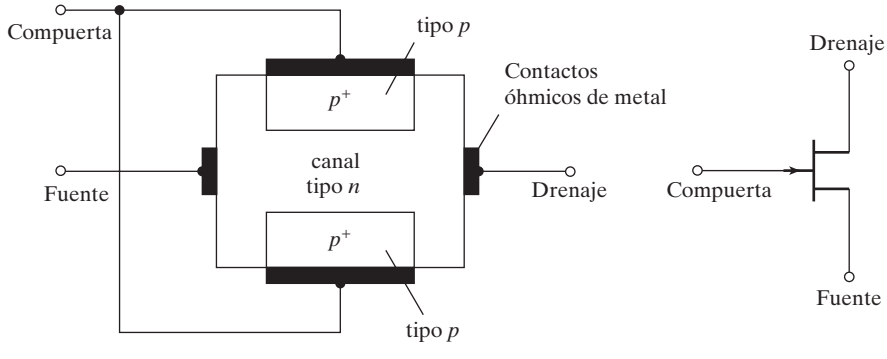
Los dispositivos COOLMOS se pueden utilizar en aplicaciones hasta un rango de potencia de 2 kVA como fuentes de potencia para estaciones de trabajo y servidores, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS), convertidores de alta potencia para sistemas de microondas y médicos, hornos de inducción, y equipo de soldar. Estos dispositivos pueden reemplazar a los MOSFET de potencia convencionales en todas las aplicaciones y en la mayoría de los casos sin ninguna adaptación del circuito. A frecuencias de conmutación de más de 100 kHz, los dispositivos COOLMOS ofrecen una capacidad superior de manejo de corriente, por ejemplo, como la que se requiere en el área mínima de un microcircuito con una corriente dada. Los dispositivos tienen la ventaja de un diodo inverso intrínseco. Cualesquier oscilaciones parásitas que pudieran provocar suboscilaciones negativas del voltaje de drenaje a fuente, se fijan a un valor definido por el diodo.

4.5 TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE UNIÓN (JFETs)

Los transistores de efecto de campo de unión son simples en cuanto a su construcción [44]. Para amplificaciones de bajo nivel están siendo reemplazados por los MOSFET. Sin embargo, gracias a las ventajas de los materiales de carburo de silicio y a la simplicidad de los JFETs, éstos se están convirtiendo en dispositivos prometedores para aplicaciones de conmutación. Los JFET de SiC se destacan pòr un coeficiente de temperatura positivo, su facilidad de paralelización y extremadamente rápida conmutación sin corriente de "cola", sí como baja resistencia en estado de conducción $R_{DS(\text{on})}$, que suele ser de 50 mΩ para un dispositivo de 650 V. También exhiben una baja carga de compuerta y una baja capacitancia intrínseca. Asimismo, tienen un diodo de cuerpo integrado monolíticamente cuyo desempeño de conmutación es comparable a un diodo externo de barrera Schottky de SiC.

4.5.1 Funcionamiento y características de los JFETs

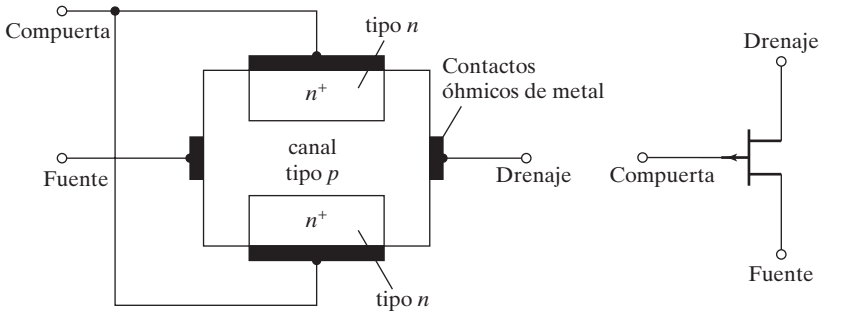
A diferencia de los MOSFET, los JFET tienen un canal de conducción normal que conecta la fuente y el drenaje. La compuerta se utiliza como contacto para controlar el flujo de corriente a través del canal. Similar a los MOSFET, existen dos tipos de FET de unión: de canal *n* y canal *p*. El esquema de un JFET de canal *n* aparece en la figura 4.16a. Un canal tipo *n*



(a) Esquema (b) Símbolo

FIGURA 4.16

Esquema y símbolo de un JFET de canal *n*.



(a) Esquema (b) Símbolo

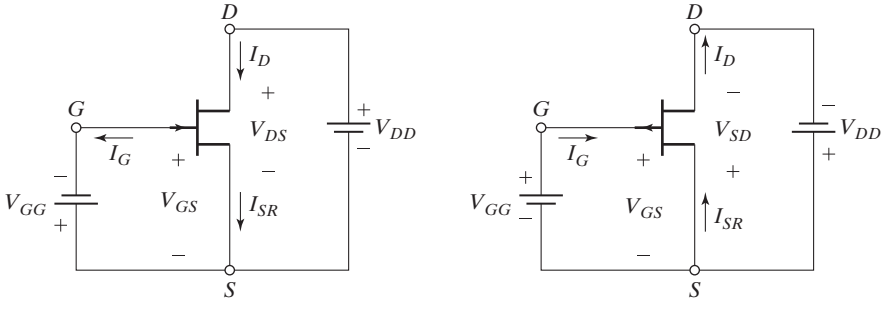
FIGURA 4.17

Esquema y símbolo de un JFET de canal *p*.

se sitúa entre dos regiones de compuerta tipo *p*. El canal se forma con material levemente dopado (baja conductividad), generalmente de silicio o de carburo de silicio, con contactos óhmicos de metal en los extremos del canal. Las regiones de compuerta son de material tipo *p* fuertemente dopado (alta conductividad), y en general se vinculan eléctricamente por medio de contactos óhmicos de metal. En la figura 4.16b se muestra el símbolo de un JFET de canal *n* donde la flecha apunta de la región tipo *p* a la región tipo *n*.

En los JFET de canal *n* se forma un canal tipo *p* entre dos regiones de compuerta tipo *n*, como se muestra en la figura 4.17a. El símbolo de un JFET de canal *p* se muestra en la figura 4.17b. Observe que la dirección de la flecha en un JFET de canal *p* es la inversa de la flecha en un JFET de canal *n*.

En operación normal, el drenaje de un JFET de canal *n* se mantiene a un potencial positivo y la compuerta a un potencial negativo con respecto a la fuente, como se muestra en la figura 4.18a. Las dos uniones *pn* que se forman entre la compuerta y el canal se polarizan a la inversa. La corriente de compuerta I_G es muy pequeña (del orden de algunos



(a) Canal *n* (b) Canal *p*

FIGURA 4.18

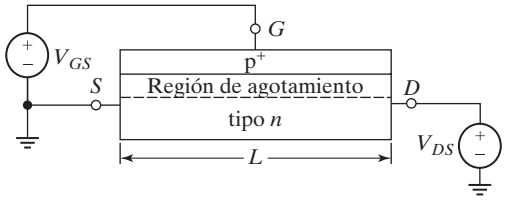
Polarización de JFETs.

nanoamperes). Se observa que I_G es negativa para JFETs de canal *n*, en tanto que es positiva para JFETs de canal *p*.

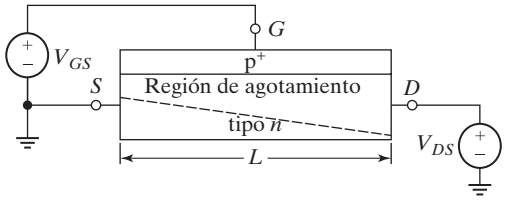
Para un JFET de canal *n*, el drenaje se mantiene a un potencial negativo y la compuerta a un potencial positivo con respecto a la fuente, como se muestra en la figura 4.18b. Las dos uniones siguen polarizadas a la inversa, y la corriente de compuerta I_G es insignificante. La corriente de drenaje de un JFET de canal *p* la ocasionan los portadores minoritarios (huecos) y fluye de la fuente al drenaje. La corriente de drenaje de un JFET de canal *n* la causan los portadores mayoritarios (electrones) y fluye del drenaje a la fuente.

Características de transferencias y salida: Supongamos que el voltaje de compuerta a fuente de un JFET de canal *n* es cero; $V_{GS} = 0$ V. Si $V_{DS} = 0$ V. Si V_{DS} se incrementa desde cero hasta algún valor pequeño (≈ 1 V), la corriente de drenaje sigue la ley de Ohm ($i_D = v_{DS}/R_{DS}$) y será directamente proporcional a V_{DS}. Cualquier incremento en el valor de V_{DS} más allá de $|V_p|$, el *voltaje de ensanchamiento* hará que el JFET funcione en la región de saturación y por consiguiente no incrementará de manera significativa la corriente de drenaje. El valor de la corriente de drenaje que ocurre en $V_{DS} = |V_p|$ (con $v_{GS} = 0$) se denomina corriente de saturación de drenaje a fuente I_{DSS}.

Cuando el voltaje de drenaje a fuente es casi cero, la región de agotamiento formada entre las regiones tipo *p* y tipo *n* tendría un ancho casi uniforme a lo largo del canal, como se muestra en la figura 4.19a. El ancho de esta región de agotamiento varía al cambiar el voltaje a través de ella, el cual es igual a $V_{GS} = 0$ si $V_{DS} = 0$. Los JFET se suelen fabricar con el dopado en la región de compuerta mucho más alto que el dopado en la región del canal, de modo que la región de agotamiento se extenderá más hacia el canal que hacia la compuerta. Cuando V_{DS} es positivo y se incrementa, el ancho de la región de agotamiento deja de ser uniforme a lo largo del canal. Se ensancha en el extremo del drenaje porque la polarización inversa en la unión compuerta-canal se incrementa a ($V_{DS} + |V_{GS}|$), como se muestra en la figura 4.19b. Cuando la región de agotamiento se extiende a toda la altura del canal, éste se estrecha o estrangula.



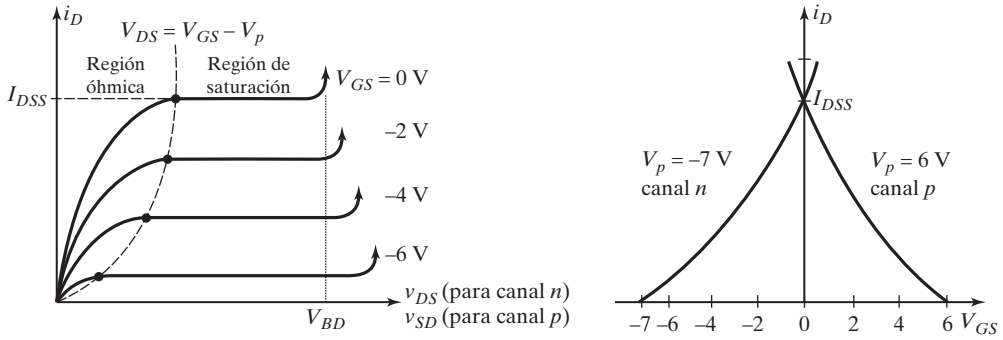
(a) Corte transversal



(b) Corte transversal

FIGURA 4.19

Estructura de JFET de canal *n* simplificada.



(a) Características de salida (b) Características de transferencia

FIGURA 4.20

Características de un JFET de canal *n*.

La figura 4.20a muestra las características $i_D - v_{DS}$ para varios valores de V_{GS}. Las características de salida se pueden dividir en tres regiones: óhmica, de saturación y de corte. Si v_{DS} se aumenta más allá del voltaje de ruptura del JFET se origina una ruptura por avalancha, y la corriente de drenaje sube de inmediato. El voltaje de ruptura a un voltaje de compuerta de cero se denomina V_{BD}. Este modo de operación se debe evitar ya que el JFET se puede destruir por la excesiva disipación de energía. Como el voltaje inverso es más alto en el extremo de drenaje, la ruptura ocurre en este extremo. El fabricante especifica el voltaje de ruptura.

Región óhmica: En esta región el voltaje de drenaje a fuente V_{DS} es bajo y el canal no se ensancha. La corriente de drenaje i_D se puede expresar como

$$i_D = K_p\left[\, 2(\, v_{GS} - V_p)\, v_{DS} - v_{Ds}^2\right] \quad \text{para} \quad 0 < v_{DS} \leq (\, v_{GS} - V_p) \tag{4.10}$$

la cual, para un valor pequeño de V_{DS} ($\ll |V_p|$), se reduce a

$$i_D = K_p[2(\, v_{GS} - V_p)\, v_{DS}] \tag{4.11}$$

Donde $K_p = I_{DSS}/V_p^2$

Región de saturación: En la región de saturación $v_{DS} \geq (v_{GS} - v_p)$. El voltaje de drenaje a fuente V_{DS} es mayor que el voltaje de ensanchamiento, y la corriente de drenaje i_D es casi independiente de V_{DS}. Para funcionar en esta región $v_{DS} \geq (v_{GS} - v_p)$. Sustituyendo la condición limitante $v_{DS} = v_{GS} - V_p$ en la ecuación (4.10) se obtiene la corriente de drenaje como

$$\begin{aligned} i_D &= K_p\left[\, 2(\, v_{GS} - V_p)\, (\, v_{GS} - V_p) \;-\; (\, v_{GS} - V_p)^{\,2}\right] \\ &= K_p(\, v_{GS} - V_p)^{\,2} \text{ para } v_{DS} \geq (\, v_{GS} - V_p) \text{ y } V_p \leq v_{GS} \leq 0 \text{ [para canal } n\text{]} \end{aligned} \tag{4.12}$$

La ecuación (4.12) representa la característica de transferencia, la cual se muestra en la figura 4.20b para ambos canales, *n* y *p*. Para un valor dado de i_D la ecuación (4.12) da dos valores de V_{GS} y sólo un valor es la solución aceptable de modo que $V_p \leq v_{GS} \leq 0$. El lugar geométrico

del ensanchamiento, el cual describe el límite entre las regiones óhmica y de saturación, se puede obtener sustituyendo $v_{GS} = V_{DS} + V_p$ en la ecuación (4.12):

$$i_D = K_p(\, v_{DS} + V_p - V_p)^{\,2} = K_p v_{DS}^2 \tag{4.13}$$

la cual define el lugar geométrico del ensanchamiento y forma una parábola.

Región de corte: En la región de corte el voltaje de compuerta a fuente es menor que el voltaje de ensanchamiento. Es decir, $v_{GS} < V_p$ para canal *n* y $v_{GS} > V_p$ para canal *p*, y el JFET está bloqueado o apagado. La corriente de drenaje es cero $i_D = 0$.

4.5.2 ESTRUCTURAS DE JFET DE CARBURO DE SILICIO

Los JFET de potencia son dispositivos nuevos en evolución [46, 47, 55, 57]. Entre los tipos de estructuras de dispositivos de SiC que actualmente se encuentran disponibles están:

JFET de canal lateral (LCJFET)
JFET vertical (VJFET)
JFET de trinchera vertical (VTJFET)
JFET de rejilla enterrada (BGJFET)
JFET de trinchera vertical y doble compuerta (DGVTJFET)

JFET de canal lateral (LCJFET): Durante la última década, el mejoramiento en el material de SiC y el desarrollo de obleas de 3 y 4 pulg han contribuido a la fabricación de los JFET de SiC modernos [68]. Los JFT de SiC actualmente disponibles son sobre todo de 1,200 V, pero también los hay de 1,700 V. La capacidad de corriente en los JFET es hasta de 48 A, y los dispositivos que ofrecen resistencia en estado de conducción están en el rango de 45 a 100 mΩ. En la figura 4.21 se muestra uno de los diseños modernos del JFET de SiC, el llamado *JFET de canal lateral.* [43]

La corriente de carga a través del dispositivo puede fluir en ambas direcciones según las condiciones del circuito, y está controlada por una compuerta p^+ enterrada y una unión *pn* en la

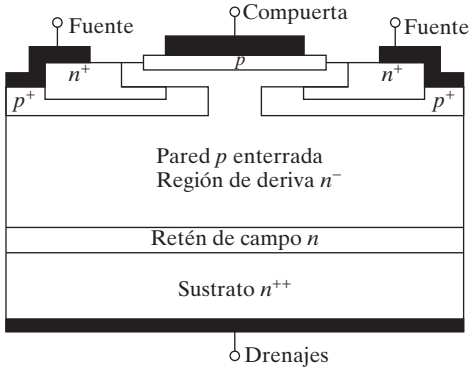


FIGURA 4.21

Corte transversal del LCJFET de SiC normalmente en estado de conducción.

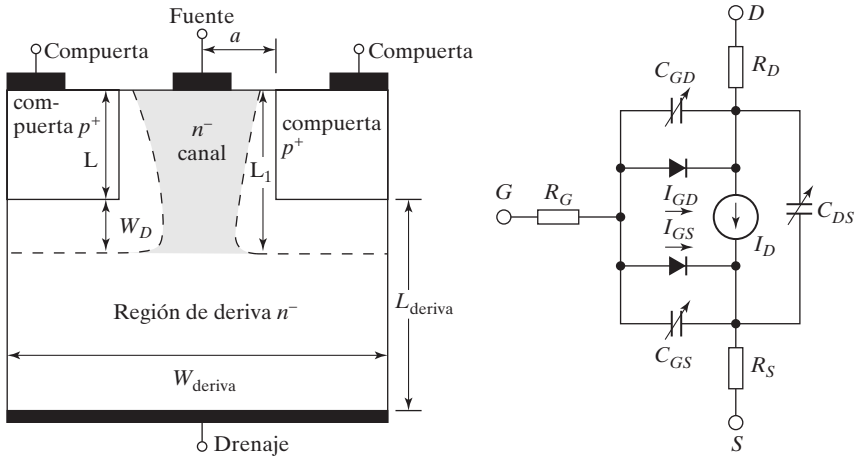


FIGURA 4.22

Estructura típica de una JFET vertical de SiC.

fuente +. Este JFET de SiC es un dispositivo que normalmente se encuentra en estado de conducción, y se debe aplicar un voltaje negativo de compuerta a fuente para bloquearlo o apagarlo. El rango típico de voltajes de estrangulamiento de este dispositivo es de entre −16 y −26 V. Una característica importante de esta estructura es el diodo de cuerpo antiparalelo, el cual se forma por el lado de la fuente p^+, la región de deriva n y el drenaje n^{++}. Sin embargo, la caída de voltaje en sentido directo del diodo de cuerpo es mayor en comparación con el voltaje en estado de conducción del canal a densidades de corriente nominales (o más bajas) [68, 69]. Por consiguiente, para generar la función de diodo antiparalelo, se debe utilizar el canal para minimizar las pérdidas en estado de conducción. El diodo de cuerpo puede utilizarse sólo por seguridad para transiciones de corta duración [49, 50].

JFET vertical: En la figura 4.22a se muestra una estructura típica de un JFET vertical de canal *n* [40], donde se ilustran las dos regiones de agotamiento. Hay dos diodos parásitos [62] como se muestra en la figura 4.22b. Por lo común el dispositivo está en estado de conducción (modo de agotamiento) y bloqueado o apagado por un voltaje de compuerta a fuente negativo.

JFET de trinchera vertical (VTJFET): En la figura 4.23 se muestra un esquema de corte transversal [43] de la trinchera vertical de Semisouth Laboratories [49, 50]. Puede ser o un dispositivo normalmente en estado de bloqueo (modo de enriquecimiento) o un dispositivo en estado de conducción (modo de agotamiento), según el espesor del canal vertical y los niveles de dopado de la estructura. Los dispositivos están actualmente disponibles con capacidades de corriente hasta de 30 A y resistencias en estado de conducción de 100 a 63 mΩ.

JFET de rejilla enterrada (BGJFET): La figura 4.24a muestra el corte transversal de un FJET de rejilla enterrada. Utiliza una pequeña separación entre celdas, la cual contribuye a una baja resistencia en estado de conducción y a altas densidades de corriente de saturación.

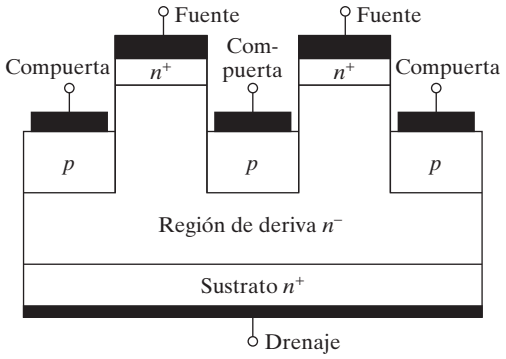


FIGURA 4.23

Corte transversal del VTJFET de SiC.

Sin embargo, no cuenta con diodo de cuerpo antiparalelo y enfrenta dos dificultades en el proceso de fabricación en comparación con el LCJFET [51].

JFET de trinchera vertical y doble compuerta (DGVTJFET): La figura 4.24b muestra el corte transversal del JFET de trinchera vertical y doble compuerta, el cual es en realidad una combinación de los diseños de LCJFET y el BGJFET [43, 51]. Ha sido propuesto por DENSO [51]. Este diseño combina una capacidad de conmutación rápida debido a la baja capacitancia en la compuerta-drenaje con baja resistencia específica en estado de conducción debido a la pequeña separación entre celdas y al control de doble compuerta. La estructura que aparece en la figura 4.2a tiene múltiples compuertas p para con control de compuerta más efectivo. Como se muestra en la figura 4.24b con una compuerta en T, no existe una estructura única. La estructura, dimensiones y concentraciones de las capas n^+ y p^+ determinarán las características del JFET como las capacidades de voltaje y corriente.

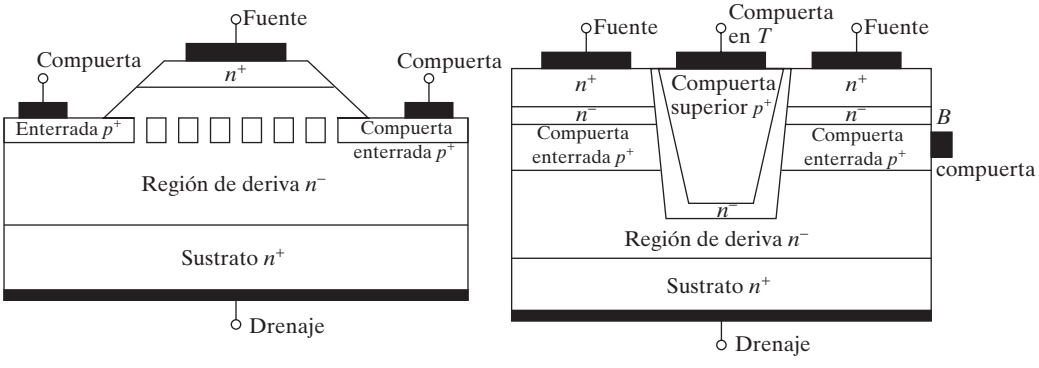


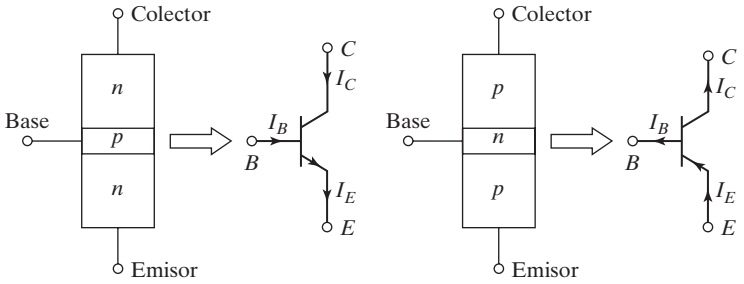
FIGURA 4.24

Cortes transversales de un BGJFET de SiC y de un DGJFET de SiC.

4.6 TRANSISTORES BIPOLARES DE UNIÓN

Un transistor bipolar se forma agregando una segunda región *p* o *n* a un diodo de unión *pn*. Con dos regiones *n* y una región *p* se forman dos uniones y a esto se le conoce como *transistor NPN*, como se muestra en la figura 4.25a. Si hay dos regiones *p* y una región *n*, se conoce como *transistor PNP*, lo cual se muestra en la figura 4.25b. Las tres terminales se denominan *colector*, *emisor* y *base*. Un transistor bipolar tiene dos uniones, una unión colector-base (CBJ) y una unión base-emisor (BEJ) [1-5]. En la figura 4.26 se muestran transistores *NPN* de varios tamaños.

Para el emisor del transistor tipo *NPN* de la figura 4.27a hay dos regiones n^+, y dos regiones p^+ para el emisor del transistor tipo *PNP* de la figura 4.27b. Para el tipo *NPN*, la capa *n* del lado del emisor se hace ancha, la base *p* es angosta y la capa *n* del lado del colector es angosta con un alto nivel de dopado. Para el tipo *PNP*, la capa *p* del lado del emisor se hace ancha, la base *n* es angosta, y la capa *p* del lado del colector es angosta con un alto nivel de dopado. Las corrientes de base y colector fluyen a través de dos trayectorias paralelas, y el resultado es una baja resistencia del colector-emisor en estado de conducción, $R_{CE(\text{ON})}$.



(a) Transistor *NPN* (b) Transistor *PNP*

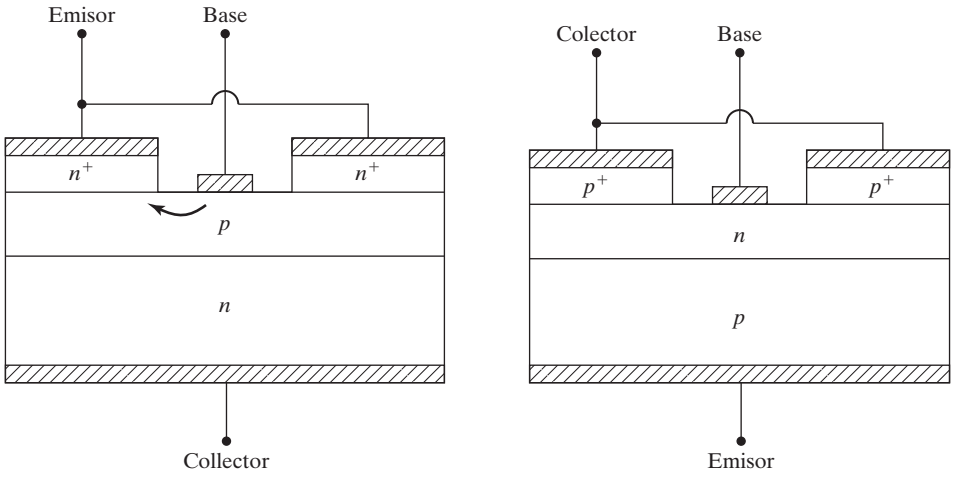
FIGURA 4.25

Transistores bipolares.



FIGURA 4.26

Transistores *NPN*. (Cortesía de Powerex, Inc.).



(a) Transistor *NPN* (b) Transistor *PNP*

FIGURA 4.27

Cortes transversales de BJTs.

4.6.1 Características de estado estable

Aunque hay tres configuraciones posibles: colector común, base común y emisor común, en general se utiliza la configuración emisor común, la cual se muestra en la figura 4.28a para un transistor *NPN*, en aplicaciones de conmutación. Las características de entrada típicas de la corriente de base I_B en función del voltaje base-emisor V_{BE} se muestran en la figura 4.28b. La figura 4.28c muestra las características de salida típicas de la corriente de colector I_C en función del voltaje colector-emisor V_{CE}. Para un transistor *PNP* las polaridades de todas las corrientes y voltajes se invierten.

Un transistor tiene tres regiones de operación: de corte, activa y de saturación. En la región de corte el transistor se bloquea o apaga y la corriente de base no es suficiente para encenderlo, y ambas uniones se polarizan a la inversa. En la región activa el transistor actúa como un amplificador, donde la corriente de base se amplifica por una ganancia y el voltaje del colector-emisor se reduce con la corriente de base. La CBJ se polariza a la inversa, y la BEJ se polariza en sentido directo. En la región de saturación la corriente de base es suficientemente alta de modo que el voltaje colector-emisor es bajo, y el transistor actúa como un interruptor. Ambas uniones (CBJ y BEJ) se polarizan en sentido directo. La característica de transferencia, la cual es una gráfica de V_{CE} en función de I_B, se muestra en la figura 4.29.

En la figura 4.30 se muestra el modelo de un transistor *NPN* en operación de cd de gran señal. La ecuación que relaciona las corrientes es

$$I_E = I_C + I_B \tag{4.14}$$

La corriente de base es efectivamente la corriente de entrada y la corriente de colector es la corriente de salida. La relación de la corriente de colector I_C a la corriente de base I_B se conoce como *ganancia de corriente en sentido directo*, β_F:

$$\beta_F = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \tag{4.15}$$

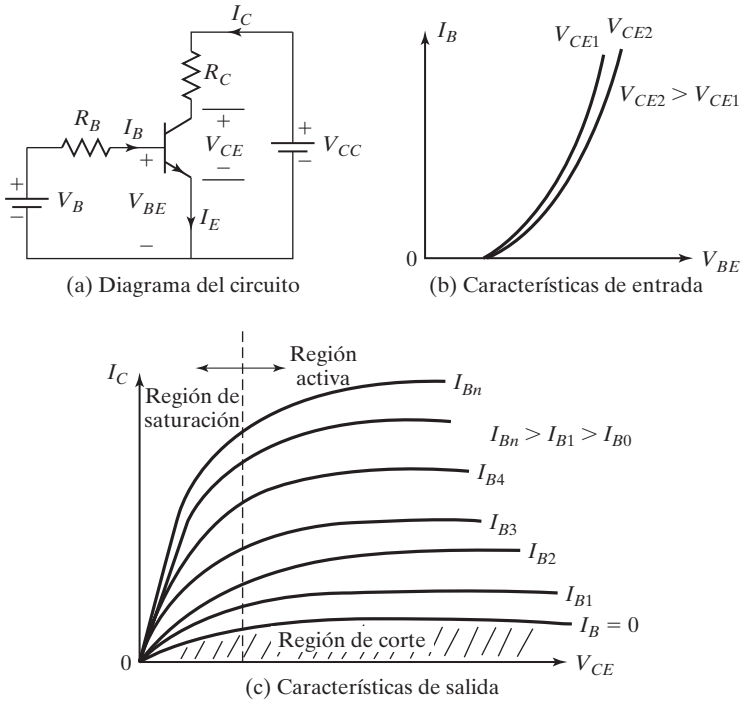


FIGURA 4.28

Características de transistores *NPN*.

La corriente de colector tiene dos componentes: una por la corriente de base y la otra es la corriente de fuga de la CBJ.

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CEO} \tag{4.16}$$

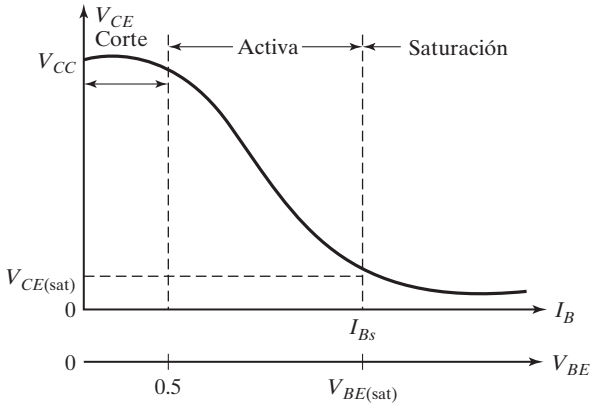


FIGURA 4.29

Características de transferencia.

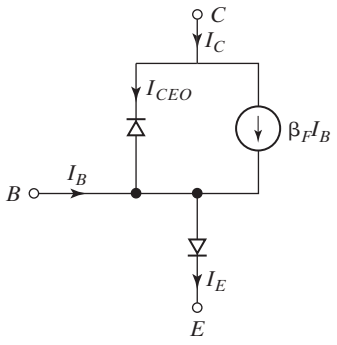


FIGURA 4.30
Modelo de transistores *NPN*.

donde I_{CEO} es la corriente de fuga de colector a emisor con el circuito abierto por la base y se puede considerar insignificante comparada con $\beta_F I_B$.

Con las ecuaciones (4.14) y (4.16),

$$I_E = I_B(1 + \beta_F) + I_{CEO} \tag{4.17}$$

$$\approx I_B(1 + \beta_F) \tag{4.18}$$

$$I_E \approx I_C\left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right) = I_C\frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \tag{4.19}$$

Como $\beta_F \gg 1$, la corriente de colector se expresa como

$$I_C \approx \alpha_F I_E \tag{4.20}$$

donde la constante α_F está relacionada con β_F por

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \tag{4.21}$$

o

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \tag{4.22}$$

Consideremos el circuito de la figura 4.31, donde el transistor funciona como interruptor.

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \tag{4.23}$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta_F R_C}{R_B}(V_B - V_{BE})$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \tag{4.24}$$

o

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \tag{4.25}$$

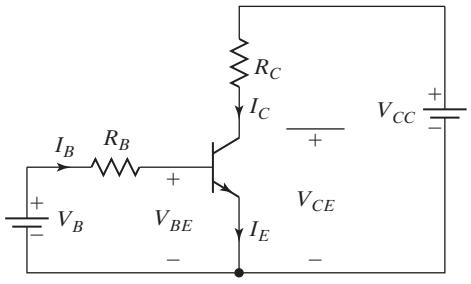


FIGURA 4.31
Transistor que funciona como interruptor.

La ecuación (4.25) indica que en tanto $V_{CE} \geq V_{BE}$, la CBJ se polariza a la inversa y el transistor está en la región activa. La corriente de colector máxima en la región activa, que se obtiene al establecer $V_{CB} = 0$ y $V_{BE} = V_{CE}$, es

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \tag{4.26}$$

y el valor correspondiente de la corriente de base

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta_F} \tag{4.27}$$

Si la corriente de base se incrementa por encima de I_{BM}, V_{BE} se aumenta, la corriente de colector se incrementa y el V_{CE} cae por debajo de V_{BE}. Esto continúa hasta que la CBJ se polariza en sentido directo con V_{BC} alrededor de 0.4 a 0.5 V. Entonces el transistor entra en la región de saturación. La *saturación del transistor* se puede definir como el punto por encima del cual cualquier incremento de la corriente de base no aumenta significativamente la corriente de colector.

En la saturación la corriente de colector permanece casi constante. Si el voltaje de saturación de colector a emisor es $V_{CE(\text{sat})}$, la corriente de colector es

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{R_C} \tag{4.28}$$

y el valor correspondiente de la corriente de base es

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta_F} \tag{4.29}$$

Normalmente el circuito se diseña de modo que I_B sea mayor que I_{BS}. La relación de I_B a I_{BS} se llama *factor de sobreexcitación* (ODF):

$$\text{ODF} = \frac{I_B}{I_{BS}} \tag{4.30}$$

y la relación de I_{CS} a I_B se denomina β *forzada*, β_{forzada} donde

$$\beta_{\text{forzada}} = \frac{I_{CS}}{I_B} \tag{4.31}$$

La pérdida total de potencia en las dos uniones es

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \tag{4.32}$$

Un alto valor del factor de sobreexcitación no puede reducir significativamente el voltaje de colector a emisor. Sin embargo, V_{BE} se incrementa debido a la corriente de base aumentada, y el resultado es una pérdida de potencia incrementada en el BEJ.

Ejemplo 4.1 Cómo determinar los parámetros de saturación de un BJT

El transistor bipolar de la figura 4.31 se especifica con β_F en el rango de 8 a 40. La resistencia de la carga es $R_C = 11\ \Omega$. El voltaje de suministro de cd es $V_{CC} = 200$ V y el voltaje de entrada al circuito de la base es $V_B = 10$ V. Si $V_{CE(\text{sat})} = 1.0$ V y $V_{BE(\text{sat})} = 1.5$ V, determine (a) el valor de R_B que produzca saturación con un factor de sobreexcitación de 5; (b) la β_{forzada}, y (c) la pérdida de potencia P_T en el transistor.

Solución

$V_{CC} = 200$ V, $\beta_{\text{mín}} = 8$, $\beta_{\text{máx}} = 40$, $R_C = 11\ \Omega$, ODF = 5, $V_B = 10$ V, $V_{CE(\text{sat})} = 1.0$ V, y $V_{BE(\text{sat})} = 1.5$ V. Con la ecuación (4.28), $I_{CS} = (200 - 1.0)/11 = 18.1$ A. Con la ecuación (4.29), $I_{BS} = 18.1/\beta_{\text{mín}} = 18.1/8 = 2.2625$ A. La ecuación (4.30) da la corriente de base para un factor de sobreexcitación de 5,

$$I_B = 5 \times 2.2625 = 11.3125 \text{ A}$$

a. La ecuación (4.23) da el valor requerido de R_B,

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE(\text{sat})}}{I_B} = \frac{10 - 1.5}{11.3125} = 0.7514\ \Omega$$

b. Con la ecuación (4.31), $\beta_{\text{forzada}} = 18.1/11.3125 = 1.6$

c. La ecuación (4.32) da la pérdida total de potencia como

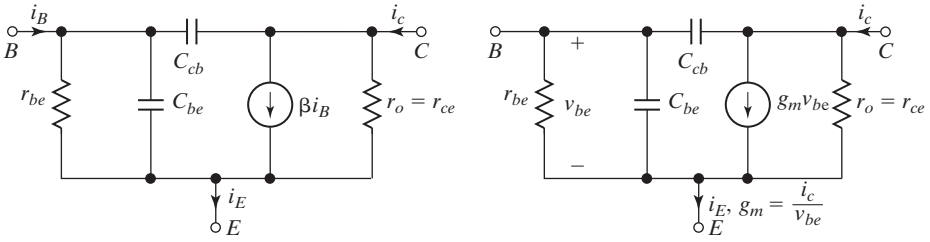
$$P_T = 1.5 \times 11.3125 + 1.0 \times 18.1 = 16.97 + 18.1 = 35.07 \text{ W}$$

Nota: Para un ODF de 10, $I_B = 22.265$ y la pérdida de potencia es $P_T = 1.5 \times 22.265 + 18.1 = 51.5$ W. Una vez que el transistor se satura, el voltaje colector-emisor no se reduce en relación con el incremento de la corriente de base. Sin embargo, la pérdida de potencia se incrementa. Con un alto valor del ODF, el transistor se puede dañar debido a la avalancha térmica. Por otro lado, si el transistor se sobreexcita ($I_B < I_{CB}$), puede funcionar en la región activa y V_{CE} se incrementa, por lo que la pérdida de potencia se aumenta.

4.6.2 CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

Una unión *pn* con polarización directa exhibe dos capacitancias en paralelo: una capacitancia de capa de agotamiento y una capacitancia de difusión. Por otra parte, una unión *pn* con polarización inversa tiene sólo capacitancia de agotamiento. En condiciones de estado estable, estas capacitancias no desempeñan ningún rol. Sin embargo, en condiciones transitorias, influyen en el comportamiento de encendido y apagado del transistor.

En la figura 4.32 se muestra el modelo de un transistor en condiciones transitorias, donde C_{cb} y C_{be} son las capacitancias efectivas de la CBJ y BEJ, respectivamente. La *transconductancia*, g_m, de un BJT se define como la relación de ΔI_C a ΔV_{BE}. Estas capacitancias dependen de los voltajes de unión y de la construcción física del transistor.



(a) Modelo con ganancia de corriente (b) Modelo con transconductancia

FIGURA 4.32

Modelo transitorio de un BJT.

C_{cb} afecta la capacitancia de entrada de forma significativa debido al efecto de multiplicación Miller [6]. Las resistencias de colector a emisor y de base a emisor son r_{ce} y r_{be}, respectivamente.

A causa de las capacitancias internas el transistor no se enciende de inmediato. La figura 4.33 ilustra las formas de onda y tiempos de conmutación. Conforme el voltaje de entrada v_B sube de cero a V_1 y la corriente de base sube a I_{B1}, la corriente de colector no responde de inmediato. Hay un retraso, conocido como *tiempo de retraso* t_d, antes de que fluya cualquier

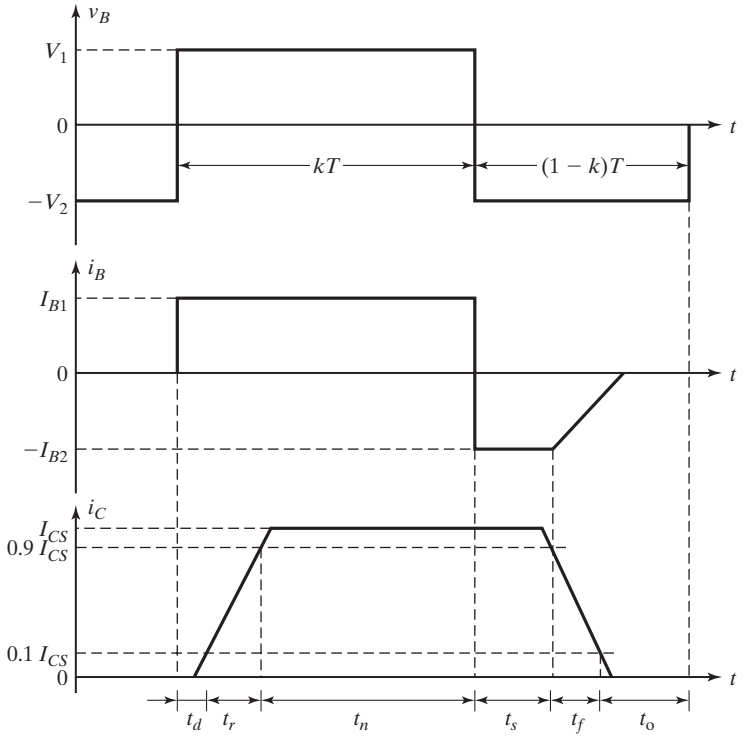


FIGURA 4.33

Tiempos de conmutación de transistores bipolares.

corriente de colector. Este retraso se requiere para cargar la capacitancia de la BEJ al voltaje de polarización directa V_{BE} (aproximadamente 0.7 V). Después de este retraso, la corriente de colector sube al valor de estado estable de I_{CS}. El tiempo de subida t_r depende de la constante de tiempo determinada por la capacitancia de la BEJ.

La corriente de base es normalmente es mayor que la requerida para saturar el transistor. Como resultado, la carga de portadores minoritarios excedente se almacena en la región de la base. A mayor ODF, mayor cantidad de carga extra almacenada en la base. Esta carga extra, denominada *carga de saturación*, es proporcional a la excitación de base excedente y la corriente correspondiente I_e:

$$I_e = I_B - \frac{I_{CS}}{\beta} = \text{ODF} \cdot I_{BS} - I_{BS} = I_{BS}(\text{ODF} - 1) \tag{4.33}$$

y la carga de saturación está dada por

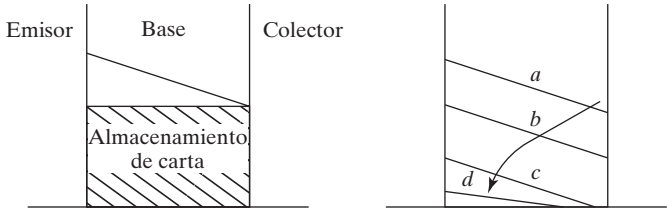
$$Q_s = \tau_s I_e = \tau_s I_{BS}(\text{ODF} - 1) \tag{4.34}$$

donde τ_S se conoce como *constante de tiempo de almacenamiento* del transistor.

Cuando el voltaje de entrada se invierte de V_1 a $-V_2$ y la corriente también cambia a $-I_{B2}$, la corriente de colector no cambia durante un tiempo t_S, llamado *tiempo de almacenamiento*. El t_S se requiere para eliminar la carga de saturación de la base. Cuanto más alta sea la corriente de colector, más alta será la corriente de base y se llevará más tiempo recuperar las cargas almacenadas que provocan un tiempo de almacenamiento más largo. Dado que v_{BE} incluso con aproximadamente sólo 0.7 V sigue siendo positivo, la corriente de base invierte su dirección por el cambio en la polaridad de v_B de V_1 a $-V_2$. La corriente inversa $-I_{B2}$ ayuda a descargar la base y eliminar la carga extra de la base. Sin $-I_{B2}$, la carga de saturación se tiene que eliminar por completo por recombinación y el tiempo de almacenamiento sería mayor.

Una vez eliminada la carga extra, la capacitancia de la BEJ se carga al voltaje de entrada $-V_2$ y la corriente de base cae a cero. El tiempo de caída t_f depende de la constante de tiempo, determinada por la capacitancia de la BEJ polarizada a la inversa.

La figura 4.34a muestra la carga extra de almacenamiento en la base de un transistor saturado. Durante el apagado, esta carga extra se elimina primero en el tiempo t_s y el perfil de la carga cambia de *a* a *c* como se muestra en la figura 4.34b. Durante el tiempo de caída el perfil de la carga decrece a partir del perfil *c* hasta que se eliminan todas las cargas.



(a) Almacenamiento de carga en la base

(b) Perfil de la carga durante el apagado

FIGURA 4.34

Almacenamiento de carga en transistores bipolares.

El tiempo de encendido t_n es la suma del tiempo de retraso t_d y el tiempo de subida t_r:

$$t_n = t_d + t_r$$

el tiempo de apagado t_o es la suma del tiempo de almacenamiento t_s y el tiempo de caída t_f:

$$t_o = t_s + t_f$$

Ejemplo 4.2 Cómo determinar la pérdida por conmutación de un transistor

Las formas de onda del transistor interruptor de la figura 4.31 se muestran en la figura 4.35. Los parámetros son $V_{CC} = 250$ V, $V_{BE(\text{sat})} = 3$ V, $I_B = 8$ A, $V_{CS(\text{sat})} = 2$ V, $I_{CS} = 100$ A, $t_d = 0.5$ μs, $t_r = 1$ μs, $t_s = 5$ μs, $t_f = 3$ μs, y $f_s = 10$ kHz. El tiempo de trabajo es $k = 50\%$. La corriente de fuga de colector a emisor es $I_{CEO} = 3$ mA. Determine la pérdida de potencia por la corriente de colector (a) durante el encendido $t_{\text{on}} = t_d + t_r$; (b) durante el periodo de conducción, t_n; (c) durante el apagado $t_o = t_s + t_f$; (d) durante el tiempo de inactividad t_o, y (e) pérdidas de potencia totales promedio P_T. (f) Trace la gráfica de la potencia debido a la corriente de colector $P_c(t)$.

Solución

$T = 1/f_s = 100$ μs, $k = 0.5$, $kT = t_d + t_r + t_n = 50$ μs, $t_n = 50 - 0.5 - 1 = 48.5$ μs, $(1 - k)\,T = t_s + t_f + t_o = 50$ μs, y $t_o = 50 - 5 - 3 = 48$ μs.

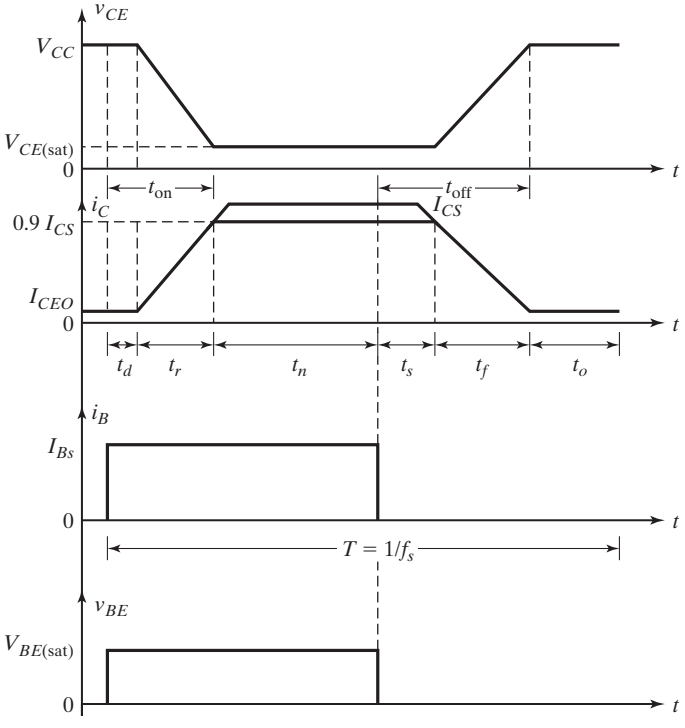


FIGURA 4.35

Formas de onda de un transistor interruptor.

a. Durante el tiempo de retraso, $0 \le t \le t_d$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CEO} \\ v_{CE}(t) &= V_{CC} \end{aligned}$$

La potencia instantánea debido a la corriente de colector es

$$\begin{aligned} P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC} \\ &= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 \text{ W} \end{aligned}$$

La pérdida de potencia promedio durante el tiempo de retraso es

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{1}{T}\int_0^{t_d} P_c(t)\, dt = I_{CEO} V_{CC} t_d f_s \\ &= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 3.75 \text{ mW} \end{aligned} \tag{4.35}$$

Durante el tiempo de subida, $0 \le t \le t_r$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \frac{I_{CS}}{t_r}\, t \\ v_{CE}(t) &= V_{CC} + (V_{CE(\text{sat})} - V_{CC})\, \frac{t}{t_r} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CS}\, \frac{t}{t_r} \left[V_{CC} + (V_{CE\,(\text{sat})} - V_{CC})\, \frac{t}{t_r} \right] \end{aligned} \tag{4.36}$$

La potencia $P_c(t)$ es máxima cuando $t = t_m$, donde

$$\begin{aligned} t_m &= \frac{t_r V_{CC}}{2[V_{CC} - V_{CE\,(\text{sat})}]} \\ &= 1 \times \frac{250}{2(250 - 2)} = 0.504\ \mu\text{s} \end{aligned} \tag{4.37}$$

y la ecuación (4.36) de la potencia pico

$$\begin{aligned} P_p &= \frac{V_{CC}^2 I_{CS}}{4[V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}]} \\ &= 250^2 \times \frac{100}{4(250 - 2)} = 6300 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.38}$$

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{T}\int_0^{t_r} P_c(t)\, dt = f_s I_{CS} t_r \left[\frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_{CE(\text{sat})} - V_{CC}}{3} \right] \\ &= 10 \times 10^3 \times 100 \times 1 \times 10^{-6} \left[\frac{250}{2} + \frac{2 - 250}{3} \right] = 42.33 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.39}$$

La pérdida total de potencia durante el encendido es

$$\begin{aligned} P_{\text{on}} &= P_d + P_r \\ &= 0.00375 + 42.33 = 42.33 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.40}$$

b. El periodo de conducción, $0 \le t \le t_n$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CS} \\ v_{CE}(t) &= V_{CE(\text{sat})} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} \\ &= 2 \times 100 = 200 \text{ W} \\ P_n &= \frac{1}{T}\int_0^{t_n} P_c(t)\, dt = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} t_n f_s \\ &= 2 \times 100 \times 48.5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 97 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.41}$$

c. El periodo de almacenamiento, $0 \le t \le t_s$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CS} \\ v_{CE}(t) &= V_{CE(\text{sat})} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} \\ &= 2 \times 100 = 200 \text{ W} \\ P_s &= \frac{1}{T}\int_0^{t_s} P_c(t)\, dt = V_{CE(\text{sat})} I_{CS} t_s f_s \\ &= 2 \times 100 \times 5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 10 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.42}$$

El tiempo de caída, $0 \le t \le t_f$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CS}\left(1 - \frac{t}{t_f}\right), \text{ ignorando } I_{CEO} \\ v_{CE}(t) &= \frac{V_{CC}}{t_f}\, t, \text{ ignorando } I_{CEO} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = V_{CC} I_{CS}\left[\left(1 - \frac{t}{t_f}\right)\frac{t}{t_f}\right] \end{aligned} \tag{4.43}$$

Esta pérdida de potencia durante el tiempo de caída es máxima cuando $t = t_f/2 = 1.5$ μs y la ecuación (4.43) da la potencia pico,

$$\begin{aligned} P_m &= \frac{V_{CC} I_{CS}}{4} \\ &= 250 \times \frac{100}{4} = 6250 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.44}$$

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{1}{T}\int_0^{t_f} P_c(t)\, dt = \frac{V_{CC} I_{CS} t_f f_s}{6} \\ &= \frac{250 \times 100 \times 3 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}{6} = 125 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.45}$$

La pérdida de potencia durante el apagado es

$$\begin{aligned} P_{\text{off}} &= P_s + P_f = I_{CS} f_s\left(t_s V_{CE(\text{sat})} + \frac{V_{CC} t_f}{6}\right) \\ &= 10 + 125 = 135 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.46}$$

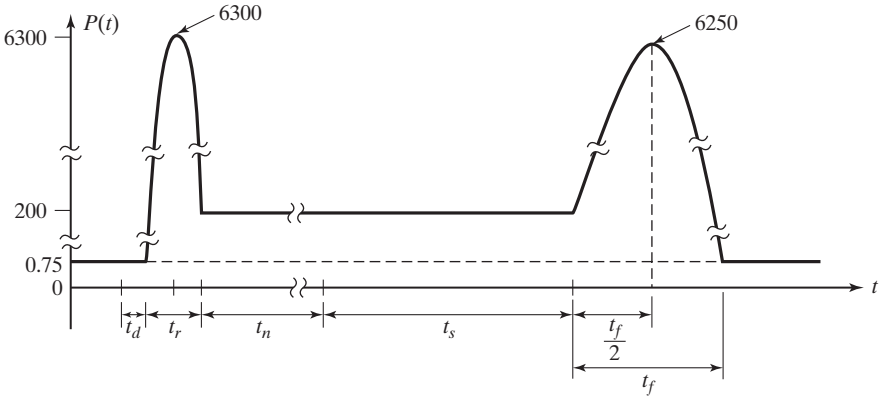


FIGURA 4.36

Gráfica de la potencia instantánea del ejemplo 4.2.

d. Periodo de inactividad, $0 \leq t \leq t_0$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_{CEO} \\ v_{CE}(t) &= V_{CC} \\ P_c(t) &= i_c v_{CE} = I_{CEO} V_{CC} \\ &= 3 \times 10^{-3} \times 250 = 0.75 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.47}$$

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^{t_o} P_c(t)\,dt = I_{CEO} V_{CC} t_o f_s$$

$$= 3 \times 10^{-3} \times 250 \times 42 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 0.315 \text{ W}$$

e. La pérdida total de potencia en el transistor debido a la corriente de colector es:

$$\begin{aligned} P_T &= P_{\text{on}} + P_n + P_{\text{off}} + P_0 \\ &= 42.33 + 97 + 135 + 0.315 = 274.65 \text{ W} \end{aligned} \tag{4.48}$$

f. La figura 4.36 muestra la gráfica de la potencia instantánea.

Nota: Las pérdidas por conmutación durante la transición del estado de encendido al estado de apagado y viceversa son muchas más que las pérdidas en estado de encendido. El transistor debe estar protegido contra rupturas debido a una alta temperatura en la unión.

Ejemplo 4.3 Cómo determinar la pérdida de excitación de base de un transistor

Con los parámetros del ejemplo 4.2, calcule la pérdida de potencia promedio debido a la corriente de base.

Solución

$V_{BE(\text{sat})} = 3$ V, $I_B = 8$ A, $T = 1/f_s = 100$ μs, $k = 0.5$, $kT = 50$ μs, $t_d = 0.5$ μs, $t_r = 1$ μs, $t_n = 50 - 1.5 = 48.5$ μs, $t_s = 5$ μs, $t_f = 3$ μs, $t_{\text{on}} = t_d + t_r = 1.5$ μs, y $t_{\text{off}} = t_s + t_f = 5 + 3 = 8$ μs.

Durante el periodo, $0 \le t \le (t_{on} + t_n)$:

$$i_b(t) = I_{BS}$$
$$v_{BE}(t) = V_{BE(sat)}$$

La potencia instantánea debido a la corriente de base es

$$P_b(t) = i_b v_{BE} = I_{BS} V_{BS(sat)}$$
$$= 8 \times 3 = 24 \text{ W}$$

Durante el periodo, $0 \le t \le t_o$ ($T - t_{on} - t_n - t_s - t_f$: $P_b(t) = 0$. La pérdida de potencia promedio es

$$P_B = I_{BS} V_{BE(sat)} (t_{on} + t_n + t_s + t_f) f_s \tag{4.49}$$
$$= 8 \times 3 \times (1.5 + 48.5 + 5 + 3) \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 13.92 \text{ W}$$

Nota: Como la corriente de compuerta de un MOSFET es insignificante, la pérdida de excitación de la compuerta de un MOSFET de potencia es insignificantemente pequeña.

4.6.3 Límites de conmutación

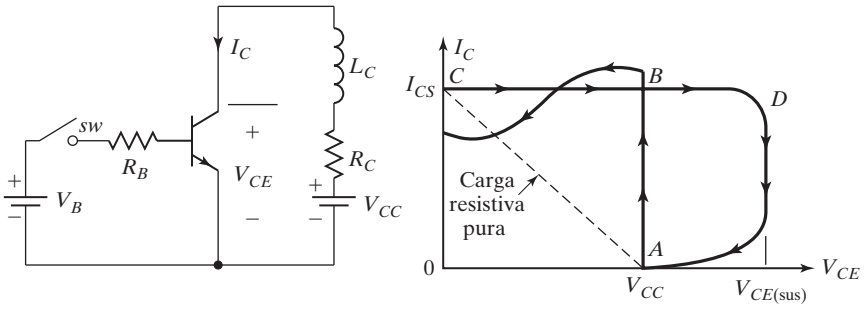
Segunda ruptura (SB). Al fenómeno destructivo causado por el flujo de corriente hacia una pequeña parte de la base que produce puntos calientes localizados se le conoce como SB o segunda ruptura. Si la energía en estos puntos calientes es bastante, el calentamiento excesivo localizado puede dañar el transistor. Por consiguiente, la segunda ruptura es provocada por una avalancha térmica localizada, a causa de altas concentraciones de corriente. La concentración de corriente puede deberse a defectos en la estructura del transistor. La SB ocurre con ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo. Dado que el tiempo interviene, la segunda ruptura es básicamente un fenómeno que depende de la energía.

Área de operación segura polarizada en sentido directo (FBSOA). Durante el encendido y en condiciones de estado de conducción, la temperatura promedio en la unión y el límite de segunda ruptura limitan la capacidad de manejo de potencia de un transistor. Los fabricantes suelen proporcionar las curvas de FBSOA en condiciones de prueba específicas. El área de operación segura polarizada en sentido directo indica los límites $i_c - v_{CE}$ del transistor; para una operación confiable el transistor no debe someterse a una disipación de potencia mayor que la mostrada por la curva FBSOA.

Área de operación segura polarizada a la inversa (RBSOA). Durante el apagado, el transistor debe mantener una alta corriente y un alto voltaje, en la mayoría de los casos con la unión base a emisor polarizada a la inversa. El voltaje de colector a emisor debe mantenerse a un nivel seguro a, o por debajo, de un valor especificado de corriente de colector. Los fabricantes proporcionan los límites $I_C - V_{CE}$ durante el apagado en polarización inversa como RBSOA.

Voltajes de ruptura. Un *voltaje de ruptura* se define como el voltaje máximo absoluto entre dos terminales con la tercera terminal abierta, en cortocircuito o polarizada en dirección directa o inversa. En una ruptura el voltaje permanece relativamente constante, en tanto que la corriente sube con rapidez. Los fabricantes citan los siguientes voltajes de ruptura:

V_{EBO}: el voltaje máximo entre la terminal emisor y la terminal base con la terminal colector abierta.



(a) Circuito de prueba (b) Líneas de carga

FIGURA 4.37

Líneas de carga de encendido y apagado.

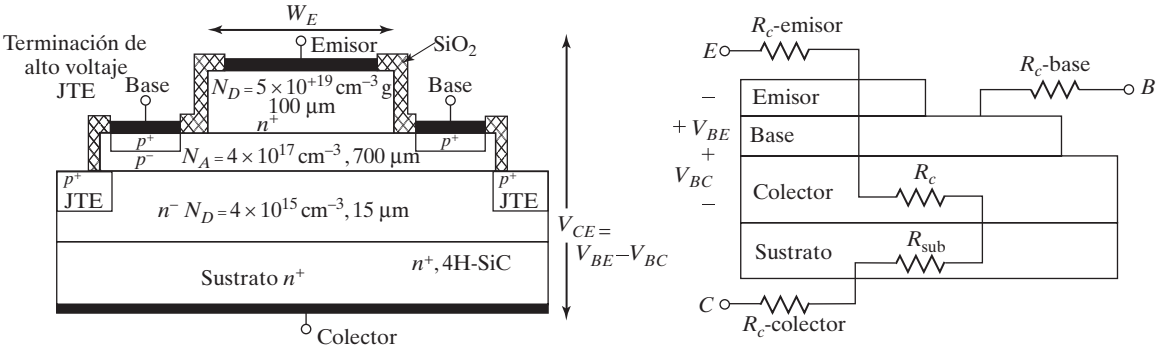
V_{CEV} o V_{CEX}: el voltaje máximo entre la terminal colector y la terminal emisor a un voltaje negativo especificado aplicado entre la base y el emisor.

$V_{CEO(\text{SUS})}$: El voltaje máximo de sustentación entre la terminal colector y la terminal emisor con la base abierta. Este valor se especifica como la corriente y voltaje de colector máximos, que aparecen simultáneamente a través del dispositivo con un valor específico de inductancia de carga.

Consideremos el circuito de la figura 4.37a. Cuando el interruptor SW se cierra la corriente de colector se incrementa, y después de un transitorio la corriente de colector en estado estable es $I_{CS} = (V_{CC} - V_{CE(\text{sat})})/R_C$. Para una carga inductiva, la línea de carga sería la trayectoria *ABC* de la figura 4.37b. Si el interruptor se abre para eliminar la corriente de base, la corriente de colector comienza a caer y se induce un voltaje $L(di/dt)$ a través del inductor que se opone a la reducción de corriente y el transistor se ve sometido a un voltaje transitorio. Si este voltaje alcanza el nivel de voltaje de sustentación, el voltaje del colector permanece aproximadamente constante y la corriente de colector cae; después de un breve tiempo el transistor queda en estado inactivo. La figura 4.37b presenta la línea de carga de apagado indicada por la trayectoria *CDA*.

4.6.4 BJTs de carburo de silicio

Al igual que los BJT de Si, el BJT de SiC es un dispositivo bipolar que por lo común se encuentra en estado de apagado, el cual combina tanto una baja caída de voltaje en estado de conducción (0.32 V a 100 A/cm^2)[58] como un desempeño de conmutación bastante rápida. La baja caída de voltaje en estado de conducción se obtiene debido a la cancelación de las uniones base-emisor y base-colector. Sin embargo, el BJT de SiC es un dispositivo controlado por corriente, es decir que se requiere una corriente de base sustancial continua mientras conduce una corriente de colector. Los BJT de SiC son muy atractivos para aplicaciones de conmutación de potencia debido a su potencial de muy bajas resistencias específicas en estado de conducción y de operación a alta temperatura con altas densidades de potencia [56, 57, 58]. Para los BJT de SiC, la ganancia de corriente de emisor común (β), la resistencia específica (R_{on}), y el voltaje de ruptura, son importantes para optimizar la competencia con los dispositivos de potencia a base de silicio. Se ha dedicado un cuantioso trabajo para mejorar el desempeño de los BJT de SiC.



(a) Corte transversal (b) Resistencia en estado de conducción

FIGURA 4.38

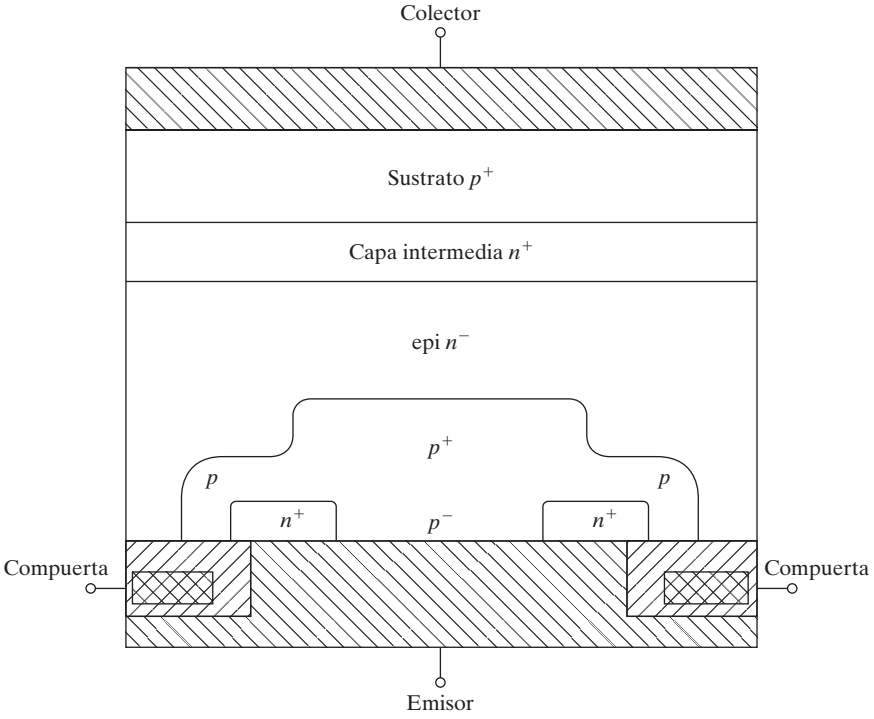
Vista de corte transversal del dispositivo BJT 4H-SiC.

Los BJT de SiC disponibles tienen una capacidad de voltaje de 1.2 kV y capacidades de corriente en el rango de 6 a 40 A, con ganancias de corriente de más de 70 a temperatura ambiente para un dispositivo de 6 A [59]. Sin embargo, la ganancia de corriente depende en gran medida de la temperatura y, en particular, cae más de 50% a 25°C en comparación con la temperatura ambiente. El desarrollo de BJTs de SiC ha sido exitoso, y a pesar de la necesidad de la corriente de base, los BJT de SiC ofrecen un desempeño competitivo en el rango de kilovolts. En la figura 4.38a se muestra un BJT NPN de SiC [60]. La extensión de terminación de unión (JTE) exhibe un alto voltaje de ruptura en comparación con los BJTs de SiC. La figura 4.38b muestra el circuito equivalente de resistencia en estado de conducción [56]. La estructura, dimensiones y concentraciones de las capas n^+ y $p+$ determinarán las características del BJT, como capacidades de voltaje y corriente.

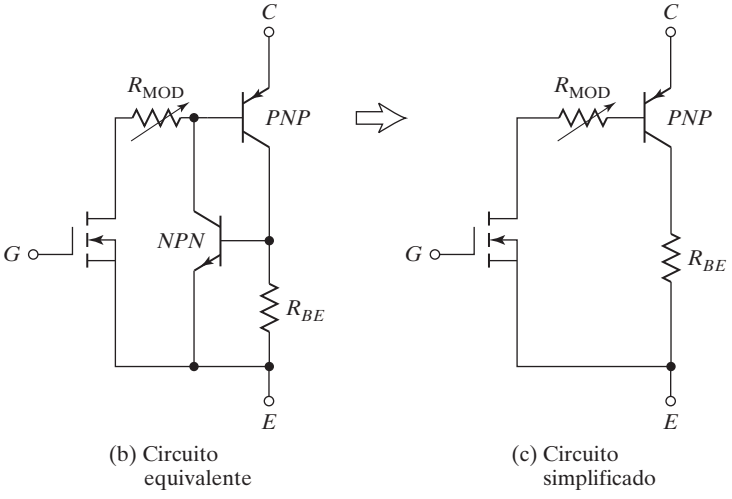
4.7 IGBTs

Un IGBT combina las ventajas de los BJT y los MOSFET. Un IGBT tiene alta impedancia de entrada, como los MOSFET, y bajas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT. Sin embargo, no tiene el problema de segunda ruptura, como los BJT. Por el diseño y estructura del microcircuito (*chip*), la resistencia equivalente de drenaje a fuente R_{DS} se controla para que se comporte como la de un BJT [13-14].

En la figura 4.39a se muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un IGBT, la cual es idéntica a la de un MOSFET, excepto por el sustrato p^+. No obstante, el desempeño de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET. Esto se debe al sustrato p^+, el cual es responsable de inyectar portadores minoritarios en la región *n*. El circuito equivalente se muestra en la figura 4.39b, que se puede simplificar como el de la figura 4.39c. Un IGBT se construye con cuatro capas alternas *PNPN*, y podría enganchar como un tiristor si se cumple la condición necesaria $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) > 1$. La capa intermedia n^+ y la ancha base epitaxial reducen la ganancia de la terminal *NPN* mediante diseño interno con lo cual se evita el enganche. Los IGBT tienen dos estructuras: de perforación (PT) y de no perforación (NPT). En la estructura IGBT de perforación, el tiempo de conmutación se reduce con el uso de una capa intermedia *n* altamente dopada en la región de deriva cerca del colector. En la estructura NPT los portadores tienen una vida más larga que en la estructura PT, lo que ocasiona modulación



(a) Corte transversal



(b) Circuito equivalente

(c) Circuito simplificado

FIGURA 4.39

Corte transversal y circuito equivalente de IGBTs.

por conductividad de la región de deriva y reduce la caída de voltaje en estado de encendido. Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje similar a un MOSFET de potencia. Al igual que un MOSFET, cuando la compuerta se vuelve positiva con respecto al emisor para el encendido, se atraen portadores *n* hacia el canal *p* cerca de la región de la compuerta; esto produce una polarización directa de la base del transistor *NPN* con la cual, por tanto, se enciende. Un IGBT se enciende con sólo aplicar un voltaje de compuerta positivo para abrir el canal a los portadores *n* y se apaga al eliminar el voltaje de compuerta, con lo que se cierra el canal. Sólo requiere un sencillo circuito de control. Tiene pérdidas de conducción y conmutación más bajas al mismo tiempo que comparte muchas de las atractivas características de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, corriente pico, capacidad y robustez. Un IGBT es inherentemente más rápido que un BJT; sin embargo, la velocidad de conmutación de los IGBT es inferior a la de los MOSFET.

La figura 4.40 muestra el símbolo y el circuito de un interruptor IGBT. Sus tres terminales son compuerta, colector y emisor en lugar de compuerta, drenaje y fuente de un MOSFET. En la figura 4.41a se muestran las características de salida típicas de i_C en función de v_{CE} para varios voltajes v_{GE} de compuerta a emisor. La característica de transferencia típica de i_C en función de v_{GE} se muestra en la figura 4.41b. Los parámetros y sus símbolos son similares a los de los MOSFET, excepto que los subíndices para fuente y drenaje se cambian a emisor y colector, respectivamente. La capacidad de corriente de un IGBT puede ser hasta de 6500 V, 2400 A

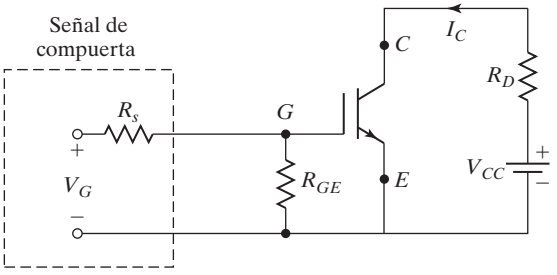


FIGURA 4.40

Símbolo y circuito de un IGBT.

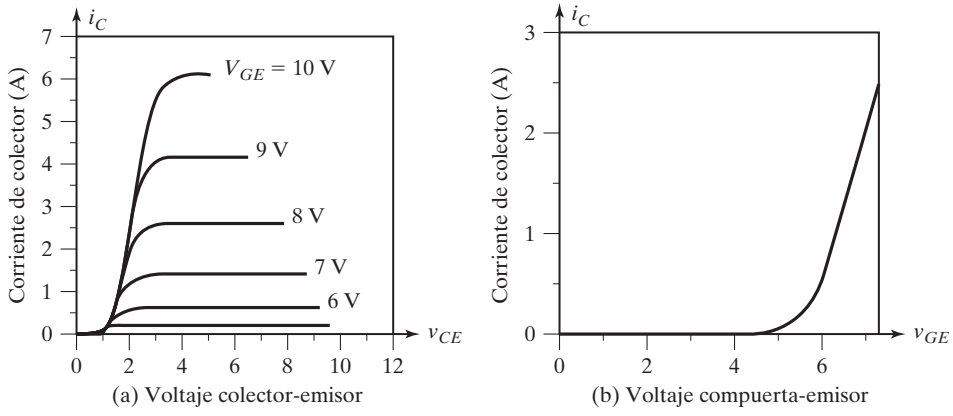


FIGURA 4.41

Características típicas de salida y de transferencia de IGBTs.

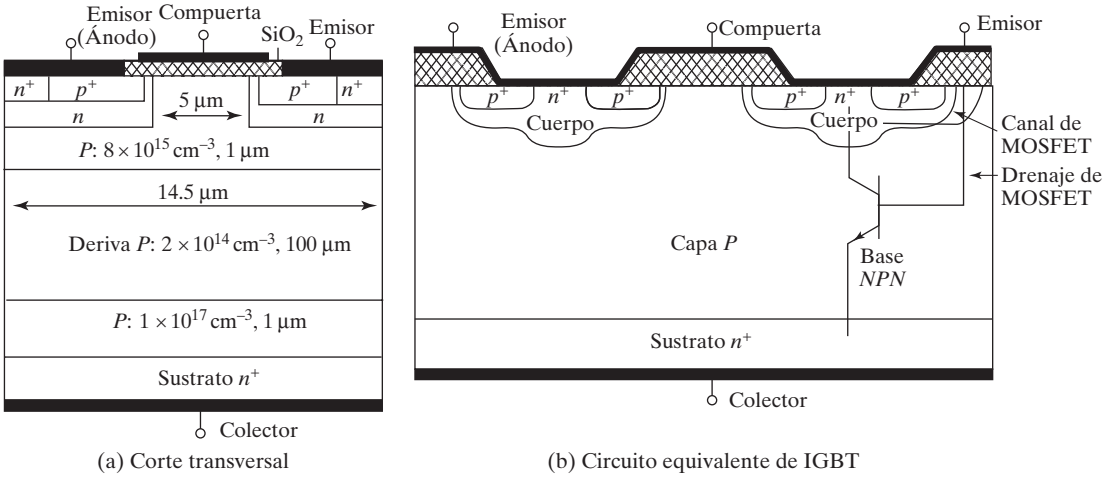
y la frecuencia de conmutación puede ser hasta de 20 kHz. Los IGBT se utilizan cada vez más en aplicaciones de mediana potencia como controladores de motor de ca, fuentes de potencia, relevadores de estado sólido, y contactores.

Conforme se amplían los límites superiores de las capacidades de los IGBT comercialmente disponibles (por ejemplo, tan altos como 6500 V y 2400 A), los IGBT están encontrando y reemplazando aplicaciones en las que los BJT y los MOSFET convencionales se han utilizado predominantemente como interruptores.

4.7.1 IGBTs de carburo de silicio

El IGBT basado en Si ha demostrado un excelente desempeño para un amplio rango de capacidades de voltaje y corriente durante las últimas dos décadas [63, 65, 66]. En aplicaciones de alto voltaje un IGBT es conveniente por sus requerimientos simples de excitación de compuerta y su gran éxito en el mundo del silicio [36]. Las estructuras MOS de SiC han aparecido en años recientes con una alta resistencia a la ruptura y baja densidad de carga de interfaz, a la vez que han allanado el camino para la posible aparición de los IGBTs. Se ha llevado a cabo una extensa investigación sobre MOSFETS de potencia 4H-SiC para voltajes de bloqueo hasta de 10 kV [62, 63].

Para aplicaciones de más de 10 kV, los dispositivos bipolares se consideran favorables debido a su modulación de conductividad. Los transistores bipolares de SiC de compuerta aislada son más atractivos que los tiristores por su característica de compuerta MOS y un desempeño superior de conmutación. Tanto los IGBT de canal *n* (IGBTs *n*) como los IGBT de canal *p* (IGBTs *p*) se han demostrado con estructuras 4HsiC y altos voltajes de bloqueo. Estos IGBT exhiben fuerte modulación de conductividad en la capa de deriva y mejoras significativas en la resistencia en estado de encendido en comparación con el MOSFET de 10 kV. Las ventajas de los IGBT *p* de SiC, como el potencial de muy baja resistencia en estado de encendido, coeficiente de temperatura levemente positivo, alta velocidad de conmutación, pequeñas pérdidas por conmutación y gran área de operación segura, los hace adecuados y atractivos para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia. En la figura 4.42a se muestra el corte transversal de un IGBT de SiC [63], y el circuito equivalente [61] se muestra en figura 4.42b. La estructura,



(a) Corte transversal

(b) Circuito equivalente de IGBT

FIGURA 4.42

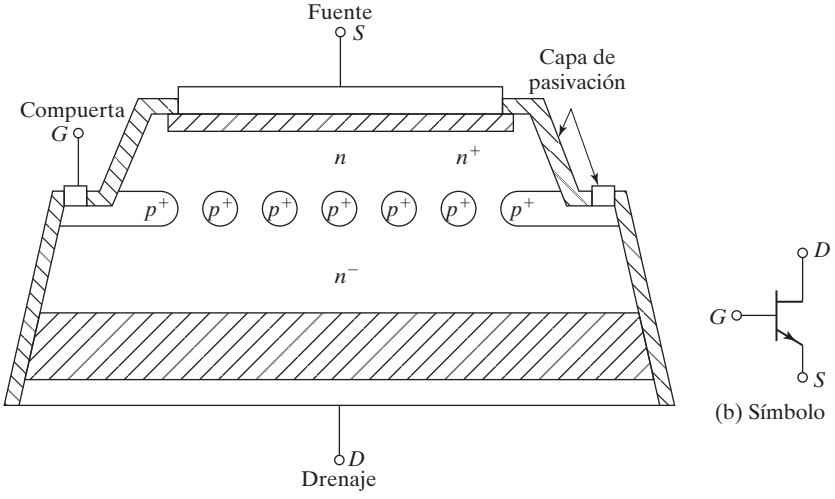
Estructura simplificada de un IGBT de canal *p* 4H-SiC.

dimensión y concentraciones de las capas n^+ y p^+ determinarán las características del IGBT, como el voltaje y la corriente.

4.8 SITs

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia. Desde que J. Nishizawa inventó los dispositivos de inducción estática en Japón [17], el número de dispositivos de esta familia va en aumento [19]. Esencialmente consiste en la versión de estado sólido del tubo tríodo de vacío. La figura 4.43 muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un SIT [15] junto con su símbolo. Es un dispositivo de estructura vertical con múltiples canales cortos. Por consiguiente, no está sujeto a la limitación de área y es adecuado para funcionar a alta velocidad y alta potencia. Los electrodos de compuerta están enterrados en las capas epitaxiales *n* de drenaje y fuente. Un SIT es idéntico a un JFET excepto por la construcción vertical y de compuerta enterrada, que ocasionan una baja resistencia de canal y una baja caída. Un SIT tiene un canal de corta longitud, baja resistencia en serie de compuerta, baja capacitancia de compuerta-fuente, y pequeña resistencia térmica. Presenta un bajo nivel de ruido, baja distorsión y alta capacidad de potencia de audiofrecuencia. Los tiempos de encendido y apagado son muy pequeños, típicamente de 0.25 μs.

La caída en estado de encendido es alta, por lo común de 90 V para un dispositivo de 180-A, y de 18 V para un dispositivo de 18 A. Un SIT normalmente es un dispositivo de encendido o activo, y un voltaje de compuerta negativo lo mantiene apagado. La característica de normalmente encendido y la alta caída en estado encendido limitan sus aplicaciones para conversiones de potencia generales. Las características típicas de los SIT se muestran en la figura 4.44 [18]. Una barrera de potencial electrostáticamente inducido controla la corriente en dispositivos de inducción estática. Los SIT pueden funcionar con una potencia de 100 KVA a 100 Khz, o de 10 VA a 10 GHz. La capacidad de corriente de los SIT puede ser hasta de 1200 V, 300 A, y la velocidad de conmutación puede ser tan alta como 100 kHz. Es más adecuado para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia (por ejemplo, audio, VHF/UHF y amplificadores de microondas).



(a) Corte transversal

FIGURA 4.43

Corte transversal y símbolo de SIT.

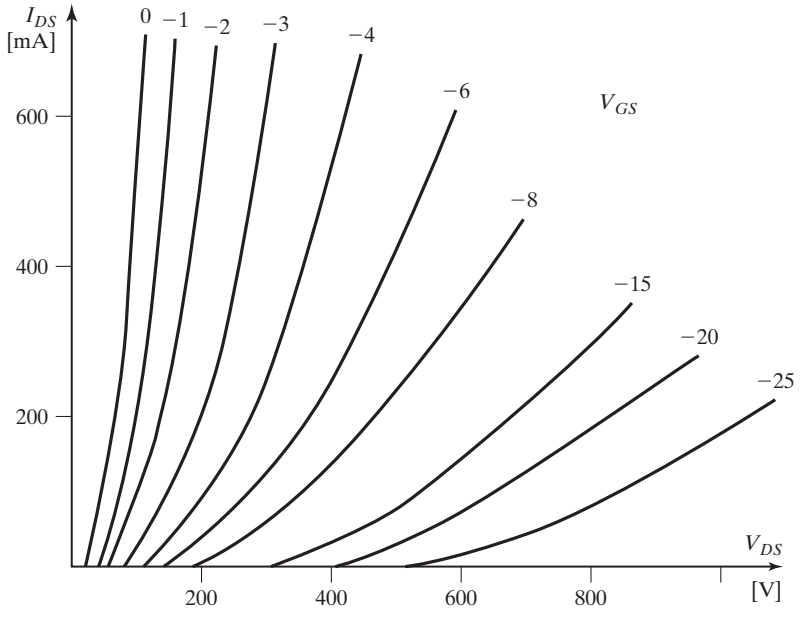


FIGURA 4.44

Características típicas de SIT. [Ref. 18, 19].

4.9 COMPARACIONES DE TRANSISTORES

La tabla 4.2 muestra las comparaciones de BJTs, MOSFETs e IGBTs. Un diodo es un dispositivo de un cuadrante controlado, en tanto que un BJT o un IGBT es un dispositivo de un cuadrante controlado. Un transistor con un diodo antiparalelo permite soportar flujos de corriente bidireccionales. Un transistor en serie con un diodo puede soportar voltajes bidireccionales.

Gracias al diodo interno, un MOSFET es un dispositivo de dos cuadrantes que permite el flujo de corriente en dos direcciones. Cualquier transistor (MOSFET, BJT o IGBT) en combinación con diodos puede funcionar en cuatro cuadrantes donde son posibles tanto voltajes bidireccionales como corrientes bidireccionales, como se muestra en la tabla 4.3.

4.10 REDUCCIÓN DE POTENCIA DE TRANSISTORES DE POTENCIA

La figura 4.45 muestra el circuito equivalente térmico. Si la pérdida total de potencia promedio es P_T, la temperatura de caja es

$$T_C = T_J - P_T R_{JC}$$

La temperatura del disipador es

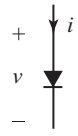
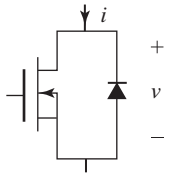
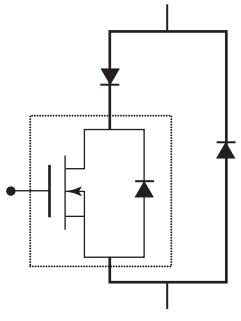
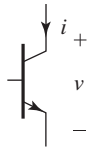
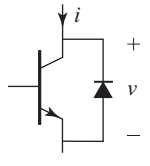
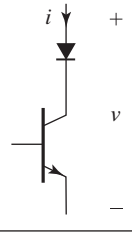
$$T_S = T_C - P_T R_{CS}$$

TABLA 4.2 Comparaciones de transistores de potencia

Tipo de interruptor	Variable de control de base/compuerta	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Caída de voltaje en estado de encendido	Capacidad máxima de voltaje V_s	Capacidad máxima de corriente I_s	Ventajas	Limitaciones
MOSFET	Voltaje	Continuo	Muy alta	Alta	1 kV $S_s = V_s I_s$ = 0.1 MVA	150 A $S_s = V_s I_s$ = 0.1 MVA	Más alta velocidad de conmutación Baja pérdida por conmutación Circuito simple de control de compuerta Pequeña potencia de compuerta Coeficiente de temperatura negativo en la corriente de drenaje y facilita la operación en paralelo	Alta caída en estado de encendido, hasta de 10 V Baja capacidad de voltaje en estado de apagado Dispositivo de voltaje unipolar
COOLMOS	Voltaje	Continuo	Muy alta	Baja	1 kV	100 A	Bajos requerimientos de control de compuerta y baja caída de potencia en estado de encendido	Dispositivo de baja potencia Bajas capacidades de voltaje y corriente
BJT	Corriente	Continuo	Mediana 20 kHz	Baja	1.5 kV $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	1 kA $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	Interruptor simple Baja caída en estado de encendido Más alta capacidad de voltaje en estado de encendido Alta pérdida por conmutación	Dispositivo controlado por voltaje, requiere una alta corriente de base para encenderse y mantener la corriente en estado de encendido Pérdida de potencia de control de base Tiempo de recuperación de carga y lenta velocidad de conmutación Región de segunda ruptura Altas pérdidas por conmutación Dispositivo de voltaje unipolar
IGBT	Voltaje	Continuo	Alta	Mediana	3.5 kV $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	2 kA $S_s = V_s I_s$ = 1.5 MVA	Bajo voltaje en estado de encendido Pequeña potencia de compuerta	Baja capacidad de voltaje en estado de apagado Dispositivo de voltaje unipolar
SIT	Voltaje	Continuo	Muy alta	Alta			Alta capacidad de voltaje	Más alta caída de voltaje en estado de encendido Bajas capacidades de corriente

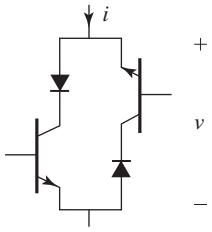
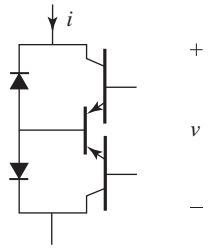
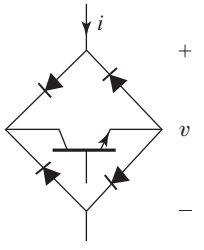
Nota: se espera que las capacidades de voltaje y corriente se incrementen conforme avance la tecnología.

TABLA 4.3 Cuadrantes de operación de transistores con diodos

Dispositivos	Soporta voltaje positivo	Soporta voltaje negativo	Flujo de corriente positiva	Flujo de corriente negativa	Símbolo
Diodo		x	x		
MOSFET	x		x	x	
MOSFET con dos diodos externos	x		x	x	
BJT/IGBT	x		x		
BJT/IGBT con diodo antiparalelo	x		x	x	
BJT/IGBT con un diodo en serie	x	x	x		

(*continúa*)

TABLA 4.3 (*continuación*)

Dispositivos	Soporta voltaje positivo	Soporta voltaje negativo	Flujo de corriente positiva	Flujo de corriente negativa	Símbolo
Dos BJT/IGBT con dos diodos en serie	x	x	x	x	
Dos BJT/IGBT con dos diodos antiparalelos	x	x	x	x	
BJT/IGBT con cuatro diodos conectados en puente	x	x	x	x	

La temperatura ambiente es

$$T_A = T_S - P_T R_{SA}$$

y

$$T_J - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \tag{4.50}$$

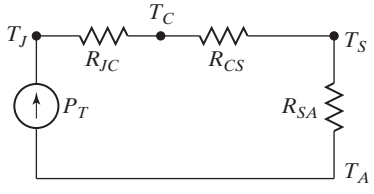


FIGURA 4.45
Circuito equivalente térmico de un transistor.

donde R_{JC} = resistencia térmica de la unión a la cubierta, °C/W;
R_{CS} = resistencia térmica de la cubierta al disipador térmico, °C/W;
R_{SA} = resistencia térmica del disipador térmico al ambiente, °C/W.

La disipación de potencia máxima P_T normalmente se especifica a $T_C = 25°C$. Si la temperatura ambiente se incrementa a $T_A = T_{J(máx)} = 150°C$, el transistor puede disipar cero potencia. Por otra parte, si la temperatura en la unión es $T_C = 0°C$, el dispositivo puede disipar potencia máxima y esto no es práctico. Por consiguiente, al interpretar las capacidades de dispositivos se deben considerar la temperatura ambiente y las resistencias térmicas. Los fabricantes muestran las curvas de reducción de reducción de capacidad térmica y de reducción de capacidad de segunda ruptura.

Ejemplo 4.4 Cómo determinar la temperatura de cubierta de un transistor

La temperatura de unión máxima de un transistor es $T_j = 150°C$ y la temperatura ambiente es $T_A = 25°C$. Si las impedancias térmicas son $R_{JC} = 0.4°C/W$, $R_{CS} = 0.1°C/W$, y $R_{SA} = 0.5°C/W$, calcule (a) la disipación de potencia máxima y (b) la temperatura de la cubierta.

Solución

a. $T_J - T_A = P_T(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) = P_T R_{JA}$, $R_{JA} = 0.4 + 0.1 + 0.5 = 1.0$, y $150 - 25 = 1.0P_T$, la cual da la disipación de potencia máxima como $P_T = 125$ W.

b. $T_C = T_j - P_T R_{JC} = 150 - 125 \times 0.4 = 100°C$.

4.11 LIMITACIONES DE *di/dt* Y *dv/dt*

Los transistores requieren ciertos tiempos de encendido y apagado. Ignorando el tiempo de retraso t_d y el tiempo de almacenamiento t_s, las formas de onda típicas de voltaje y corriente de un transistor interruptor se muestran en la figura 4.46. Durante el encendido, la corriente de colector sube y di/dt es

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_L}{t_r} = \frac{I_{cs}}{t_r} \tag{4.51}$$

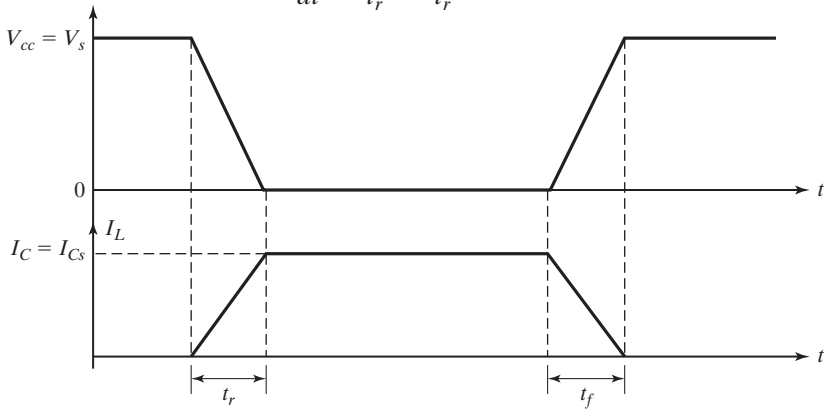


FIGURA 4.46

Formas de onda de voltaje y corriente.

Durante el apagado, el voltaje de colector a emisor debe subir en relación con la caída de la corriente de colector, y *dv*/*dt* es

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_s}{t_f} = \frac{V_{cs}}{t_f} \tag{4.52}$$

Las características de conmutación del transistor establecen las condiciones *di*/*dt* y *dv*/*dt* que aparecen en las ecuaciones (4.51) y (4.52) y deben satisfacerse durante el encendido y apagado. Normalmente se requieren circuitos de protección para mantener la *di*/*dt* y la *dv*/*dt* de funcionamiento dentro de los límites permitidos del transistor. La figura 4.47a muestra un transistor interruptor típico con *di*/*dt* y *dv*/*dt* de protección, y en la figura 4.47b con las formas de onda de funcionamiento. La red *RC* a través del transistor se conoce como *circuito amortiguador*, o *amortiguador*, y limita la *dv*/*dt*. En ocasiones al inductor L_s, que limita la *di*/*dt*, se le llama *amortiguador en serie*.

Supongamos que en condiciones de estado estable la corriente de carga I_L circula libremente a través del diodo D_m, el cual tiene un tiempo de recuperación inversa insignificante. Cuando se enciende el transistor Q_1, la corriente de colector sube y la corriente del diodo D_m cae, porque D_m se comporta como un cortocircuito. La figura 4.48a muestra el circuito equivalente durante el encendido, y la *di*/*dt* de encendido es

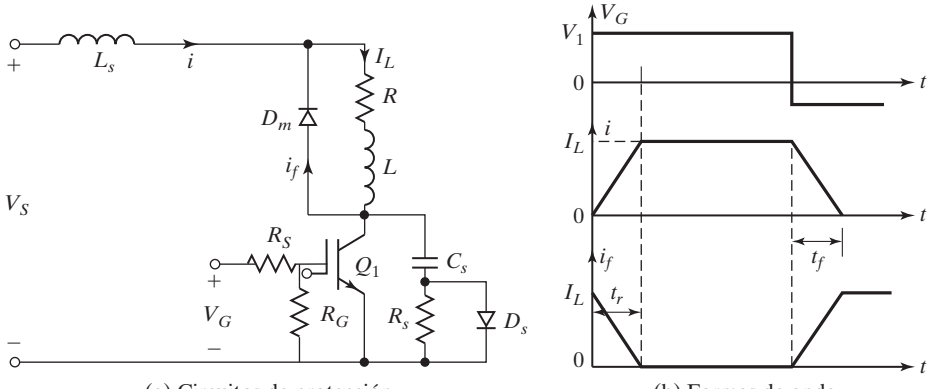
$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{4.53}$$

Igualando la ecuación (4.51) a la ecuación (4.53) se obtiene el valor de L_s.

$$L_s = \frac{V_s t_r}{I_L} \tag{4.54}$$

Durante el apagado, el capacitor C_s se carga gracias a la corriente de la carga y el circuito equivalente se muestra en la figura 4.48b. El voltaje del capacitor aparece a través del transistor y la *dv*/*dt* es

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s} \tag{4.55}$$



(a) Circuitos de protección (b) Formas de onda

FIGURA 4.47

Transistor interruptor con protección de *di*/*dt* y *dv*/*dt*.

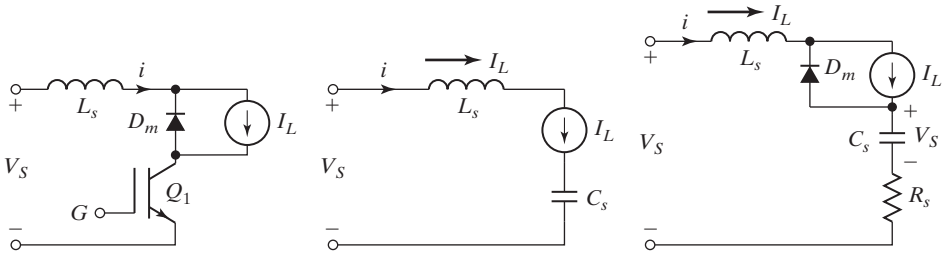


FIGURA 4.48
Circuitos equivalentes.

Si igualamos la ecuación (4.52) a la ecuación (4.55) obtenemos el valor requerido de capacitancia,

$$C_s = \frac{I_L t_f}{V_s} \tag{4.56}$$

Una vez que el capacitor se carga a V_s, el diodo de conducción libre se enciende. Debido a la energía almacenada en L_s hay un circuito resonante amortiguado, como se muestra en la figura 4.48c. (El análisis transitorio del circuito *RLC* se analiza en el capítulo 17, sección 17.4, que se encuentra en inglés en el sitio web de este libro). Por lo común el circuito *RLC* está críticamente amortiguado para evitar oscilaciones. Para amortiguación crítica unitaria, $\delta = 1$, y la ecuación da

$$R_s = 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \tag{4.57}$$

El capacitor C_s se tiene que descargar a través del transistor y esto aumenta la capacidad de corriente pico del transistor. La descarga a través del transistor se puede evitar colocando el resistor R_s a través de C_s en vez de a través de D_s.

La figura 4.49 muestra la corriente de descarga. Al seleccionar el valor de R_s también debe considerarse el tiempo de descarga $R_s C_s = \tau_s$. Por lo general, un tiempo de descarga de un tercio del periodo de conmutación T_s se considera adecuado.

$$3R_s C_s = T_s = \frac{1}{f_s}$$

o

$$R_s = \frac{1}{3f_s C_s} \tag{4.58}$$

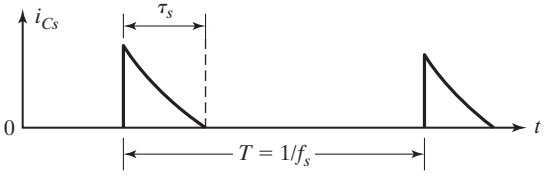


FIGURA 4.49
Corriente de descarga de un capacitor amortiguador.

Ejemplo 4.5 Cómo determinar los valores de amortiguamiento para limitar los valores de *dv*/*dt* y *di*/*dt* de un interruptor BJT

Un transistor funciona como un interruptor troceador, como se muestra en la figura 4.47, a una frecuencia de $f_s = 10$ kHz. La figura 4.47a muestra la configuración del circuito. El voltaje de cd del troceador es $V_s = 220$ V y la corriente de la carga es $I_L = 100$ A. $V_{CE(\text{sat})} = 0$ V. Los tiempos de conmutación son $t_d = 0$, $t_r = 3$ μs, y $t_f = 1.2$ μs. Determine los valores de (a) L_s; (b) C_s; (c) R_s, para una condición críticamente amortiguada; (d) R_s, si el tiempo de descarga se limita a un tercio del periodo de conmutación; (e) R_s, si la corriente de descarga pico se limita a 10% de la corriente de la carga, y (f) la pérdida de potencia P_s debido al amortiguador *RC*, ignorando el efecto del inductor L_s en el voltaje del capacitor amortiguador C_s.

Solución

$I_L = 100$ A, $V_s = 220$ V, $f_s = 10$ kHz, $t_r = 3$ μs, y $t_f = 1.2$ μs.

a. Con la ecuación (4.54), $L_s = V_s t_r / I_L = 220 \times 3/100 = 6.6$ μH.

b. Con la ecuación (4.56), $C_s = I_L t_f / V_s = 100 \times 1.2/220 = 0.55$ μF.

c. Con la ecuación (4.57), $R_s = 2\sqrt{L_s/C_s} = 2\sqrt{6.6/0.55} = 6.93\ \Omega$.

d. Con la ecuación (4.58), $R_s = 1/(3 f_s C_s) = 10^3/(3 \times 10 \times 0.55) = 60.6\ \Omega$.

e. $V_s/R_s = 0.1 \times I_L$ o $220/R_s = 0.1 \times 100$ o $R_s = 22\ \Omega$.

f. La pérdida debido al amortiguador, ignorando la pérdida en el diodo D_s, es

$$P_s \cong 0.5 C_s V_s^2 f_s \tag{4.59}$$
$$= 0.5 \times 0.55 \times 10^{-6} \times 220^2 \times 10 \times 10^3 = 133.1\ \text{W}$$

4.12 FUNCIONAMIENTO EN SERIE Y EN PARALELO

Los transistores pueden funcionar en serie para aumentar su capacidad de manejo de voltaje. Es muy importante que los transistores conectados en serie se enciendan y apaguen simultáneamente. De lo contrario, el dispositivo más lento durante el encendido y el dispositivo más rápido durante el apagado pueden verse sometidos al voltaje total del circuito colector-emisor (o drenaje-fuente) y ese dispositivo en particular puede ser destruido por un alto voltaje. Los dispositivos deben estar a la par en cuanto a ganancia, transconductancia, voltaje de umbral, voltaje en estado de encendido, tiempo de encendido y tiempo de apagado. Incluso las características de control de la compuerta o base deben ser idénticas. Se podrían utilizar redes que compartan voltajes similares a diodos.

Se conectan transistores en paralelo si un dispositivo no puede manejar la demanda de corriente de la carga. Para compartir la corriente por igual, los transistores deben estar a la par en cuanto a ganancia, transconductancia, voltaje de saturación y tiempo de encendido y apagado. En la práctica no siempre es posible satisfacer estos requerimientos. Una cantidad razonable de corriente compartida (45% a 55%) con dos transistores se puede obtener conectando resistores en serie con la terminal emisor (o fuente), como se muestra en la figura 4.50.

Los resistores que aparecen en la figura 4.50 ayudan a compartir la corriente en condiciones de estado estable. El reparto de corriente en condiciones dinámicas se logra conectando inductores acoplados como se muestra en la figura 4.51. Si la corriente a través de Q_1 sube, la $L(di/dt)$ a través de L_1 se incrementa, y se induce un voltaje correspondiente de polaridad opuesta a través del inductor L_2. El resultado es una trayectoria de baja impedancia y la corriente se desplaza a Q_2. Los inductores generarían picos de voltaje y pueden ser costosos y voluminosos, sobre todo a altas corrientes.

Los BJT tienen un coeficiente de temperatura negativo. Durante el reparto de corriente, si un BJT conduce más corriente, su resistencia en estado de encendido se reduce y su corriente

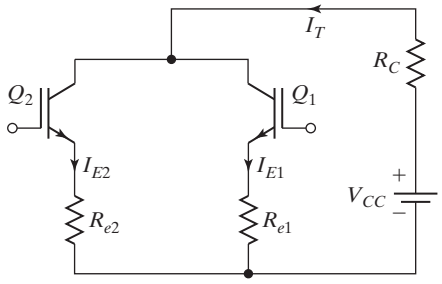


FIGURA 4.50
Conexión en paralelo de transistores.

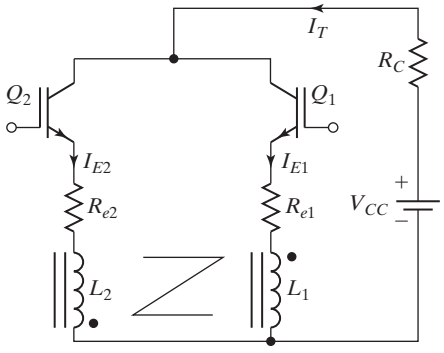


FIGURA 4.51
Reparto dinámico de la corriente.

se incrementa aún más, en tanto que los MOSFETs tienen un coeficiente de temperatura positivo y su operación en paralelo es relativamente fácil. El MOSFETs que inicialmente absorbe más corriente se calienta más rápido y su resistencia en estado de encendido se incrementa, con lo que la corriente se desplaza a los demás dispositivos. Los IGBTs requieren un cuidado especial para igualar las características ocasionadas por las variaciones de los coeficientes de temperatura con la corriente de colector.

Ejemplo 4.6 Cómo determinar la corriente compartida por dos MOSFETs en paralelo

Dos MOSFET que están conectados en paralelo como en la figura 4.50 conducen una corriente total de $I_T = 20$ A. El voltaje de drenaje a fuente del MOSFET M_1 es $V_{DS1} = 2.5$ V y el del MOSFET M_2 es $V_{DS2} = 3$ V. Determine la corriente de drenaje de cada transistor y la diferencia en el reparto de corriente si las resistencias en serie que comparten la corriente son (a) $R_{s1} = 0.3\ \Omega$ y $R_{s2} = 0.2\ \Omega$, y (b) $R_{s1} = R_{s2} = 0.5\ \Omega$.

Solución

a. $I_{D1} + I_{D2} = I_T$ y $V_{DS1} + I_{D1}R_{S1} = V_{DS2} + I_{D2}R_{S2} = V_{DS2} = R_{S2}(I_T - I_{D1})$.

$$I_{D1} = \frac{V_{DS2} - V_{DS1} + I_T R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \tag{4.60}$$

$$= \frac{3 - 2.5 + 20 \times 0.2}{0.3 + 0.2} = 9\ \text{A} \quad \text{o} \quad 45\%$$

$$I_{D2} = 20 - 9 = 11\ \text{A} \quad \text{o} \quad 55\%$$

$$\Delta I = 55 - 45 = 10\%$$

b. $I_{D1} = \dfrac{3 - 2.5 + 20 \times 0.5}{0.5 + 0.5} = 10.5 \text{ A} \quad \text{o} \quad 52.5\%$

$I_{D2} = 20 - 10.5 = 9.5 \text{ A} \quad \text{o} \quad 47.5\%$

$\Delta I = 52.5 - 47.5 = 5\%$

4.13 MODELOS SPICE

Por el comportamiento no lineal de los circuitos electrónicos de potencia, la simulación asistida por computadora desempeña un rol importante en el diseño y análisis de sistemas y circuitos electrónicos de potencia [20]. A menudo los fabricantes de dispositivos proporcionan modelos SPICE de dispositivos de potencia.

4.13.1 Modelo SPICE de un BJT

En la figura 4.52a se muestra el modelo PSpice, basado en el modelo de control de carga integral de Gummel y Poon [16]. El modelo estático (cd) generado por Pspice se muestra en la figura 4.52b. Si ciertos parámetros no se especifican, PSpice adopta el modelo sencillo de Ebers-Moll que se muestra en la figura 4.52c.

El enunciado del modelo de transistores *NPN* tiene la siguiente forma general

```
.MODEL QNAME NPN (P1 = V1   P2 = V2   P3 = V3 ... PN = VN)
```

y la forma general de transistores *PNP* es

```
.MODEL QNAME PNP (P1 = V1   P2 = V2   P3 = V3 ... PN = VN)
```

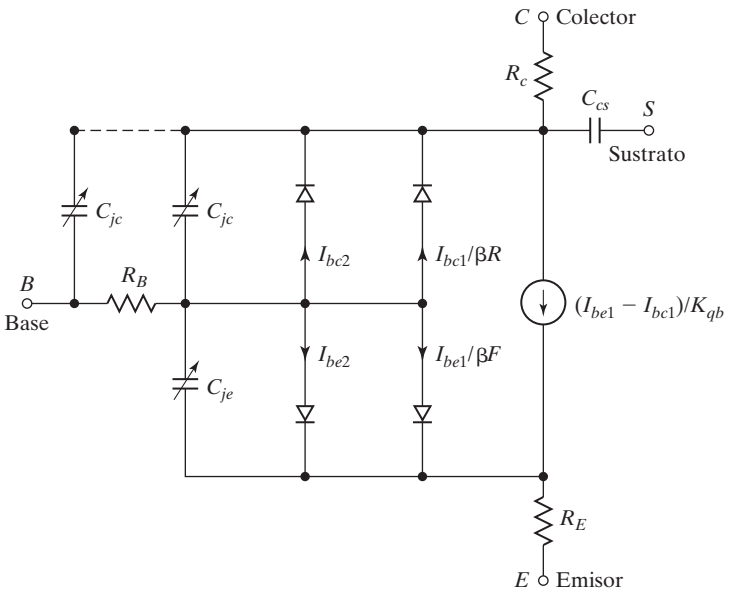
donde QNAME es el nombre del modelo de BJT. *NPN* y *PNP* son los símbolos de tipo para los transistores *NPN* y *PNP*, respectivamente. P1, P2,… y *V*1, *V*2,… son los parámetros y sus valores correspondientes. Los parámetros que afectan el comportamiento de conmutación de un BJT en electrónica de potencia son IS, BF, CJE, CJC, TR, TF. El símbolo de un BJT es *Q* y su nombre debe iniciar con Q. la forma general es

```
Q <name> NC NB NE NS QNAME [(area) value]
```

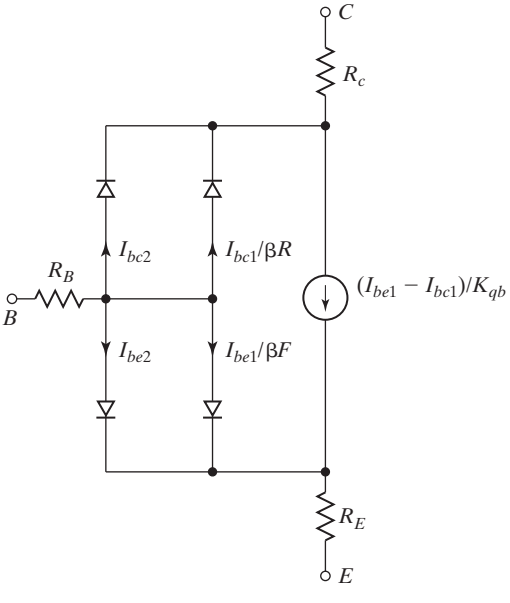
donde NC, NB, NE y NS son los nodos de colector, base, emisor y sustrato, respectivamente. El nodo sustrato es opcional. Si no se especifica, de forma predeterminada es a tierra. La corriente positiva es la que fluye hacia una terminal. Es decir, la corriente fluye del nodo colector, a través del dispositivo, al nodo emisor a un BJT-*NPN*.

Los parámetros que influyen de manera significativa en el comportamiento de conmutación de un BJT son:

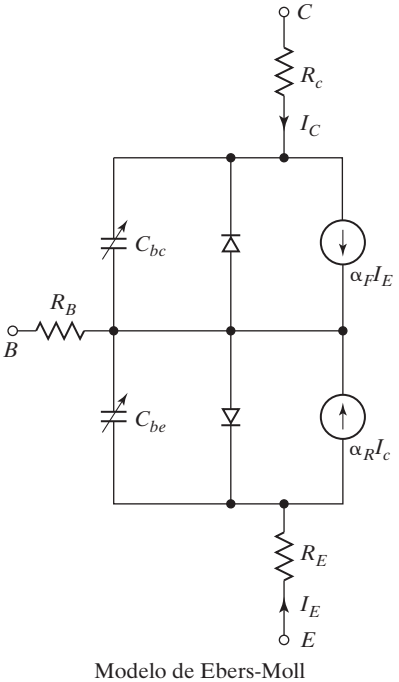
IS	Corriente de saturación *pn*
BF	Beta ideal máxima en sentido directo
CJE	Capacitancia *pn* de base a emisor con polarización cero
CJC	Capacitancia *pn* de base a colector con polarización cero
TR	Tiempo de tránsito ideal en sentido inverso
TF	Tiempo de tránsito ideal en sentido directo



(a) Modelo de Gummel-Poon



(b) Modelo de cd



Modelo de Ebers-Moll

FIGURA 4.52

Modelo PSpice de un BJT.

4.13.2 Modelo SPICE de MOSFET

La figura 4.53a muestra el modelo PSpice [16] de un MOSFET de canal *n*. El modelo estático (cd) generado por PSpice se muestra en la figura 4.53b. El enunciado del modelo de MOSFET de canal *n* tiene la forma general

.MODEL MNAME NMOS (P1=V1 P2 = V2 P3 = V3 ... PN = VN)

y la forma del enunciado de MOSFET de canal *p* es

.MODEL MNAME PMOS (P1=V1 P2 = V2 P3 = V3 ... PN = VN)

donde MNAME es el nombre del modelo. NMOS y PMOS son los símbolos de tipo de MOSFET de canal *n* y canal *p*, respectivamente. Los parámetros que afectan el comportamiento de conmutación de un MOSFET en electrónica de potencia son L, W, VTO, KP, IS, CGSO y CGDO.

El símbolo de un MOSFET es M. El nombre de los MOSFET debe comenzar con M y adopta la siguiente forma general

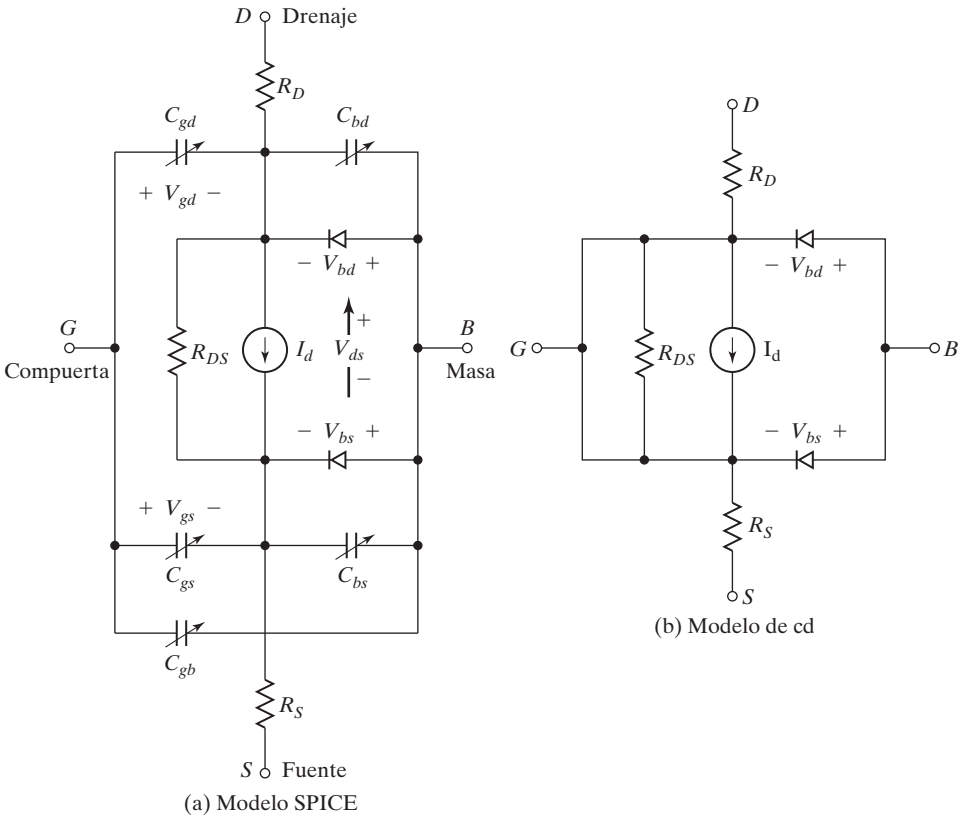


FIGURA 4.53

Modelo PSpice de MOSFET de canal *n*.

```
M<name>     ND   NG     NS   NB   MNAME
+           [L=<value>]  [W=<value>]
+           [AD=<value>]  [AS=<value>]
+           [PD=<value>]  [PS=<value>]
+           [NRD=<value>]  [NRS=<value>]
+           [NRG=<value>]  [NRB=<value>]
```

donde ND, NG, NS y NB son los nodos de drenaje, compuerta, fuente y masa (o sustrato), respectivamente.

Los parámetros que influyen de manera significativa en el comportamiento de conmutación de un MOSFET son:

L	Longitud de canal
W	Ancho de canal
VTO	Voltaje de umbral con polarización cero
IS	Corriente de saturación *pn* de masa
CGSO	Capacitancia de traslape entre compuerta y fuente y ancho de canal
CGDO	Capacitancia de traslape entre compuerta y drenaje y ancho de canal

SPICE no soporta modelos para COOLMOS. Sin embargo, los fabricantes proporcionan modelos para COOLMOS [11].

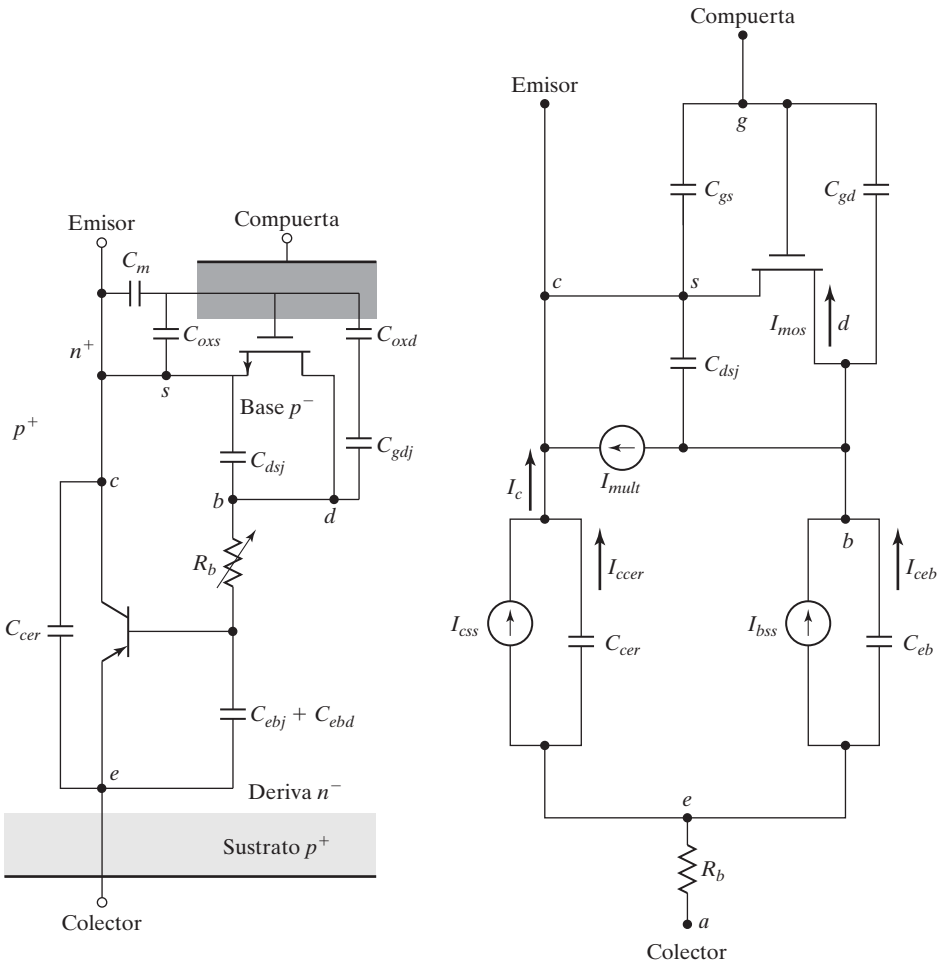
4.13.3 Modelo SPICE de IGBT

El IGBT de canal *n* se compone de un transistor bipolar *PNP* controlado por un MOSFET de canal *n*. Por consiguiente, la física de los dispositivos bipolares y del MOSFET determina el comportamiento del IGBT. Varios efectos dominan las características estáticas y dinámicas del dispositivo. La figura 4.54a muestra el circuito interno de un IGBT.

En la figura 4.54b se muestra un modelo de circuito IGBT [16], el cual relaciona las corrientes entre los nodos terminales como una función no lineal de variables de componentes y su tasa de cambio. La capacitancia de la unión emisor-base C_{eb} queda implícitamente definida por el voltaje del emisor a la base como una función de la carga de la base. I_{ceb} es la corriente del emisor a la base del capacitor que define la tasa de cambio de la carga de la base. La corriente a través de la capacitancia de redistribución del colector al emisor I_{ccer} es parte de la corriente de colector, la cual en comparación con I_{css} depende de la tasa de cambio del voltaje de base a emisor. I_{bss} es parte de la corriente de base que no fluye a través de C_{eb} y no depende de la tasa de cambio del voltaje de base a colector.

Hay dos formas principales de modelar un IGBT en SPICE: (1) modelo compuesto y (2) modelo de ecuación. El modelo compuesto conecta los modelos existentes SPICE de BJT *PNP* y MOSFET de canal *n*. El circuito equivalente del modelo compuesto se muestra en la figura 4.55a. Conecta los modelos existentes de PSpice de BJT y MOSFET en una configuración Darlington y utiliza las ecuaciones integradas de los dos. El modelo calcula de manera rápida y confiable, pero no modela con precisión el comportamiento del IGBT.

El modelo de ecuación [22, 23] implementa las ecuaciones basadas en la física y modela los portadores y carga internos para simular con precisión el comportamiento del IGBT. Este modelo es complicado, a menudo no es fiable, y computacionalmente lento porque las ecuaciones se derivan de la compleja teoría física de los semiconductores. Los tiempos de simulación suelen ser 10 veces más largos que los del modelo compuesto.

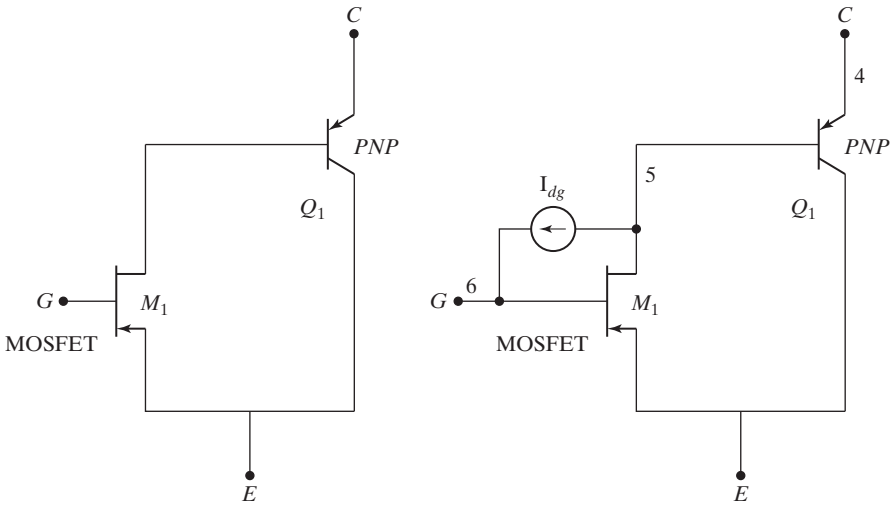


(a) Modelo del circuito interno (b) Modelo del circuito

FIGURA 4.54
Modelo de IGBT. [Ref. 16, K. Shenai].

Hay numerosos ensayos de modelado con SPICE de IGBTs, y Sheng [24] compara los méritos y limitaciones de varios modelos. La figura 4.55b muestra el circuito equivalente del modelo de Sheng [21] que agrega una fuente de corriente del drenaje a la compuerta. Se ha encontrado que la mayor inexactitud en las propiedades eléctricas dinámicas tiene que ver con el modelado de la capacitancia del drenaje a compuerta del MOSFET de canal *n*. Durante la conmutación de alto voltaje la capacitancia de drenaje a compuerta C_{dg} cambia en dos órdenes de magnitud por cambios en el voltaje de drenaje a compuerta V_{dg}. Es decir, C_{dg} se expresa como

$$C_{dg} = \frac{\epsilon_{si} C_{oxd}}{\sqrt{\frac{2\epsilon_{si} V_{dg}}{qN_B}}\, C_{oxd} + A_{dg}\epsilon_{si}} \tag{4.61}$$



(a) Modelo compuesto (b) Modelo PSpice de Sheng

FIGURA 4.55

Circuitos equivalentes de modelos SPICE de IGBT. [Ref. 21, K. Sheng].

donde A_{dg} es el área de la compuerta sobre la base;
ϵ_{si} es la constante dieléctrica del silicio;
C_{oxd} es la capacitancia de óxido de traslape de compuerta a drenaje;
q Es la carga de un electrón;
N_b es la densidad de dopaje de la base.

PSpice no incorpora un modelo de capacitancia que implique la raíz cuadrada, la cual modela la variación de la capa de carga espacial para una unión de escalón. El modelo PSpice puede implementar las ecuaciones que describen la capacitancia no lineal de compuerta a drenaje en el modelo compuesto utilizando la función de modelado de comportamiento analógico de PSpice.

4.14 CONTROL DE COMPUERTA DE MOSFET

Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y su impedancia de entrada es muy alta. La compuerta atrae una muy pequeña corriente de fuga, del orden de nanoamperes.

El tiempo de encendido de un MOSFET depende del tiempo de carga de la capacitancia de entrada o de compuerta. El tiempo de encendido se puede reducir si se conecta un circuito *RC*, como se muestra en la figura 4.56, para cargar más rápido la capacitancia de compuerta. Cuando el voltaje de compuerta se activa, la corriente de carga inicial de la capacitancia es

$$I_G = \frac{V_G}{R_S} \tag{4.62}$$

y el valor de estado estable del voltaje de compuerta es

$$V_{GS} = \frac{R_G V_G}{R_S + R_1 + R_G} \tag{4.63}$$

donde R_s es la resistencia interna de una fuente de control de compuerta.

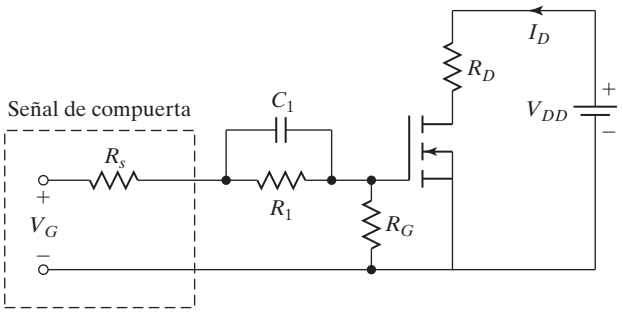


FIGURA 4.56

Circuito de compuerta de encendido rápido.

Para alcanzar velocidades de conmutación de 100 ns o menores, el circuito de control de compuerta debe tener una baja impedancia de salida y la capacidad de recibir y suministrar corrientes relativamente grandes. La figura 4.57 muestra un arreglo de poste de tótem que es capaz de suministrar y recibir una gran corriente. Los transistores *PNP* y *NPN* actúan como seguidores de emisor y ofrecen una baja impedancia de salida. Estos transistores operan en la región lineal en vez de en el modo de saturación, lo cual minimiza el tiempo de retraso. La señal de compuerta para el MOSFET de potencia puede ser generada por un amplificador operacional. La retroalimentación por medio del capacitor *C* regula la velocidad de subida y caída del voltaje de compuerta, y así se controla la velocidad de subida y caída de la corriente de drenaje del MOSFET. Un diodo a través del capacitor *C* permite que el voltaje de compuerta cambie con rapidez en sólo una dirección. En el mercado hay varios circuitos integrados de control que están diseñados para controlar transistores y son capaces de suministrar y recibir grandes corrientes para la mayoría de los convertidores. El arreglo de poste de tótem en circuitos integrados de control de compuerta suele constar de dos dispositivos MOSFET.

Puntos clave de la sección 4.14

- Un MOSFET es un dispositivo controlado por voltaje
- Al aplicar un voltaje de compuerta se enciende o activa y absorbe una corriente de compuerta insignificante.
- El circuito de control de compuerta debe tener una baja impedancia para un encendido rápido.

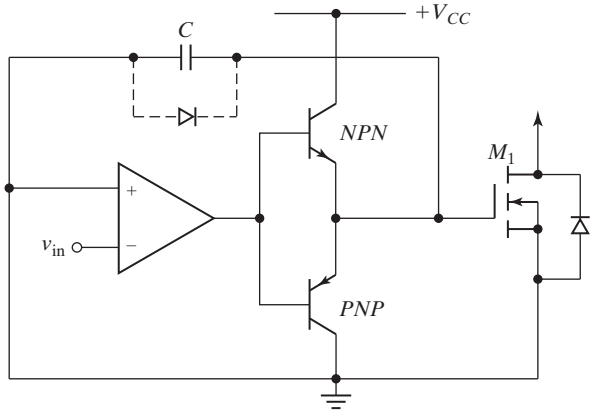


FIGURA 4.57

Control de compuerta en configuración de poste de tótem con formación de borde de pulso.

4.15 CONTROL DE COMPUERTA DE JFET

El JFET de SiC es un dispositivo controlado por voltaje y normalmente está encendido. Se requiere un voltaje negativo de compuerta a fuente, el cual debe ser menor que el voltaje de estrechamiento o estrangulamiento, para mantener apagado este dispositivo [61, 62].

Control de compuerta de JFET de SiC normalmente encendido: En la figura 4.58 se muestra un control de compuerta del JFET de SiC. El control de compuerta [52] es una red conectada en paralelo que consiste en un diodo D, un capacitor C, y un resistor de alto valor R_p, en tanto que un resistor de compuerta R_g está conectado en serie con la compuerta. Durante el estado de encendido del JFET de SiC, la salida del *buffer*, V_g, es igual a 0 V, y el dispositivo conduce la corriente máxima, I_{DSS}. Cuando el JFET se apaga, el voltaje de *buffer* V_g cambia de 0 V al voltaje de *buffer* negativo V_s. La corriente de compuerta pico fluye a través del resistor de compuerta R_g y del capacitor C. La capacitancia parásita de la unión compuerta-fuente C_{gs} se carga, y la caída de voltaje a través del capacitor C es igual a la diferencia de voltaje entre $-V_s$ y el voltaje de ruptura de la compuerta.

Durante la operación de estado estable en el estado de apagado se requiere sólo una baja corriente para mantener el JFET apagado y esta corriente se alimenta a través del resistor R_p. El valor de R_p debe seleccionarse con cuidado para evitar la ruptura de la unión compuerta-fuente. Normalmente se conecta una resistencia R_{GS} en el orden de megohms entre la compuerta y la fuente para proporcionar una capacitancia fija de modo que C_{gs} pueda descargar su voltaje. El control de compuerta debe estar protegido contra un disparo posiblemente destructivo en caso de que se pierda la fuente de potencia para el control de compuerta.

Control de compuerta de JFET de SiC normalmente apagado: El JFET de SiC normalmente apagado es un dispositivo controlado por voltaje, pero se requiere una corriente de compuerta sustancial durante el estado de conducción para obtener una razonable resistencia en estado de encendido. También requiere una alta corriente pico en la compuerta para que la recarga de la capacitancia de la compuerta a la fuente del dispositivo sea más rápida. En la figura 4.59 [43] se muestra un control de compuerta de dos etapas con resistores.

Este controlador consiste en dos etapas [53]: la dinámica, con un controlador estándar y un resistor R_{B2}, el cual proporciona un alto voltaje, y por consiguiente valores pico durante un corto lapso de tiempo para encender y apagar el JFET con rapidez. La segunda etapa es la estática con un convertidor reductor de cd a cd, un BJT, y un resistor R_{B1}. El BJT auxiliar se enciende cuando se completa la etapa dinámica. La etapa estática es capaz de suministrar una

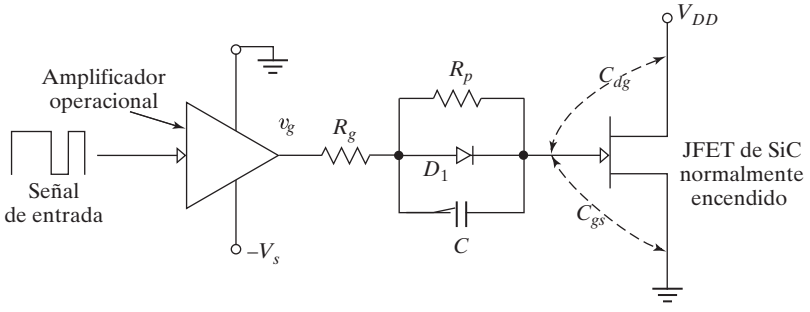


FIGURA 4.58

Control de compuerta del JFET de SiC normalmente encendido [43].

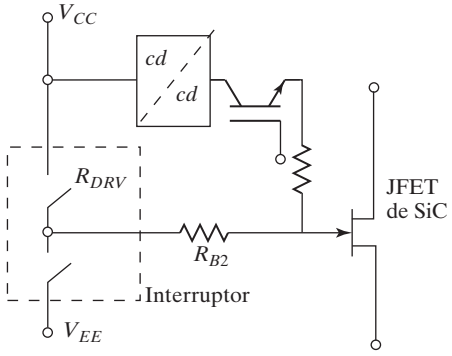


FIGURA 4.59

Unidad de control de compuerta de dos etapas para JFETs de SiC normalmente apagados. [53]

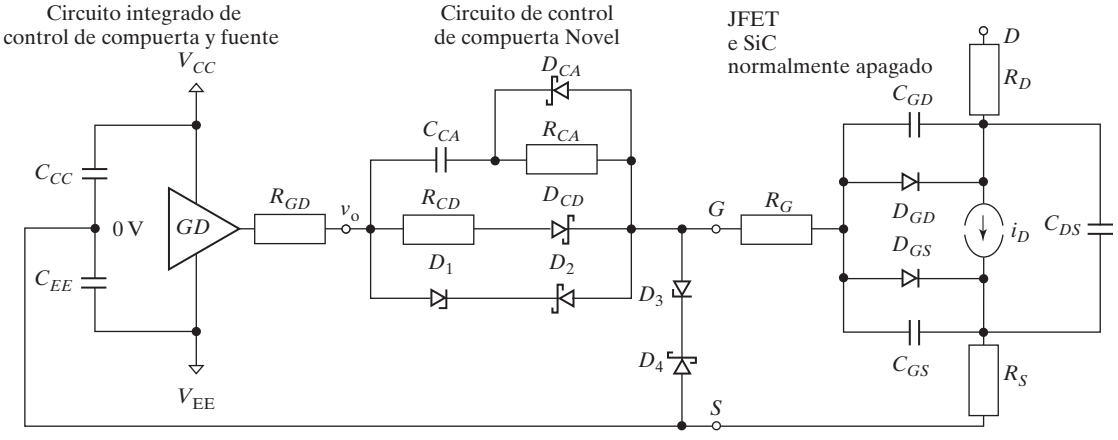


FIGURA 4.60

Control de compuerta de dos etapas de JFETs de SiC normalmente apagados. [54]

corriente de compuerta durante el estado de encendido del JFET. Este circuito no requiere el capacitor acelerador, el cual podría limitar el rango del ciclo de trabajo debido a los tiempos de carga y descarga asociados.

El circuito de control de compuerta [54] que se muestra en la figura 4.60 proporciona un desempeño de conmutación rápida. Durante el estado de encendido del JFET, una corriente cd fluye a través de R_{DC} y D_{DC} que ocasiona pérdidas muy bajas en estos dispositivos debido a la baja caída de voltaje. Durante el apagado y el estado de inactividad se aplica el voltaje zener del diodo D_3 ($V_{Z(D3)}$) a la compuerta para una alta inmunidad al ruido que hace este control de compuerta. Los diodos D_1 y D_2 minimizan el efecto Miller. Durante el encendido se aplica a la compuerta la suma de V_{CC} y el voltaje a través de $C_{AC}(V_{CAC})$ para un rápido encendido. Este control de compuerta no tiene limitaciones de ciclo de trabajo o frecuencia por autocalentamiento importante.

4.16 EXCITACIÓN DE BASE DE BJT

La velocidad de conmutación se puede aumentar reduciendo el tiempo de encendido t_{on} y el tiempo de apagado t_{off}. El t_{on} se puede reducir si se deja que la corriente de base alcance su valor pico durante el encendido, lo que da por resultado una baja β forzada (β_F) al principio. Después

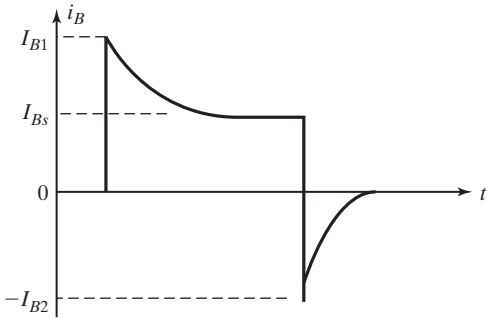


FIGURA 4.61

Forma de onda de corriente de excitación de base.

del encendido, β_F se puede incrementar a un valor lo bastante alto para mantener el transistor en la región de cuasi saturación. El t_{off} se puede reducir invirtiendo la corriente de base y dejando que alcance su valor pico durante el apagado. Si el valor de la corriente de base inversa I_{B2} se aumenta, el tiempo de almacenamiento se reduce. En la figura 4.61 se muestra una forma de onda típica de la corriente de base.

Además de la forma fija de la corriente de base que se muestra en la figura 4.61, la β forzada se puede controlar continuamente para que coincida con las variaciones de la corriente de colector. Las técnicas de uso común para optimizar la excitación de base de un transistor son:

1. Control de encendido
2. Control de apagado
3. Control de base proporcional
4. Control de antisaturación

Control de encendido. El circuito ilustrado en la figura 4.62 permite que la corriente de base alcance su valor pico. Cuando el voltaje de entrada se activa, el resistor R_1 limita la corriente de base y su valor inicial es

$$I_B = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1} \tag{4.64}$$

y su valor final es

$$I_{BS} = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_1 + R_2} \tag{4.65}$$

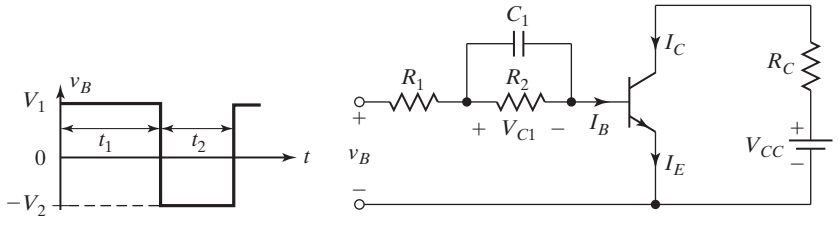


FIGURA 4.62

Corriente de base que alcanza su valor pico durante el encendido.

El capacitor C_1 se carga hasta un valor final de

$$V_c \cong V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.66}$$

La constante de tiempo de carga del capacitor es aproximadamente

$$\tau_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \tag{4.67}$$

Un vez que el voltaje de entrada v_B se vuelve cero, la unión base-emisor se polariza a la inversa y C_1 se descarga a través de R_2. La constante de tiempo de descarga es $\tau_2 = R_2 C_1$. Para permitir tiempos de carga y descarga suficientes, el ancho del pulso de la base debe ser $t_1 \geq 5\tau_1$ y el periodo inactivo del pulso debe ser $t_2 \geq 5\tau_2$. La frecuencia de conmutación máxima es $f_s = 1/\mathrm{T} = 1/(t_1 + t_2) = 0.2(\tau_1 + \tau_2)$.

Control de apagado. Si el voltaje de entrada que aparece en la figura 4.62 cambia a $-V_2$ durante el apagado, el voltaje del capacitor V_c en la ecuación (4.66) se suma a V_2 como un voltaje inverso a través del transistor. La corriente de base alcanzará su valor pico durante el apagado. Conforme el capacitor C_1 se descarga, el voltaje inverso se reduce a u valor de estado permanente V_2. Si se requieren características diferentes de encendido y apagado se puede agregar un circuito de apagado (que incluya a C_2, R_3 y R_1), como el de la figura 4.63. El diodo D_1 aísla el circuito de excitación de base en sentido directo del circuito de excitación de base inverso durante el apagado.

Control de base proporcional. Este tipo de control tiene ventajas sobre el circuito de excitación constante. Si la corriente de colector cambia porque la demanda de carga cambia, la corriente de excitación de base cambia en proporción a la corriente de colector. En la figura 4.64 se muestra una configuración. Cuando el interruptor S_1 se activa, una corriente pulsante de corta duración fluye a través de la base del transistor Q_1; y Q_1 se enciende y satura. Una vez que la corriente de colector comienza a fluir, se induce una corriente de base correspondiente a causa de la acción del transformador. El transistor se engancha a sí mismo, y S_1 se puede desactivar. La relación de vueltas es $N_2/N_1 = I_C/I_B = \beta$. Para que el circuito funcione de forma apropiada, la corriente magnetizante, que debe ser mucho más pequeña que la corriente de colector, debe ser lo más pequeña posible. El interruptor S_1 se puede implementar con un transistor de señal pequeña, y se requiere un circuito adicional para descargar el capacitor C_1 y para reiniciar el núcleo del transformador durante el apagado del transistor de potencia.

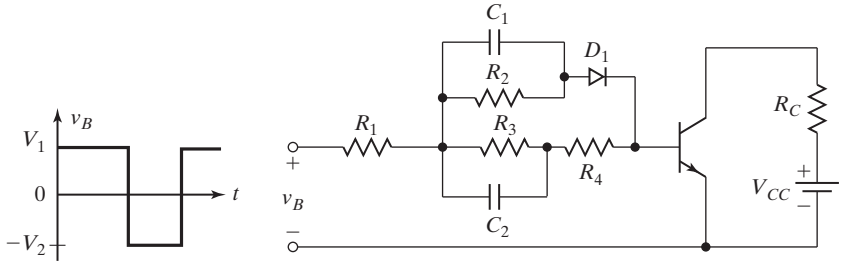


FIGURA 4.63

Corriente de base pico durante el encendido y apagado.

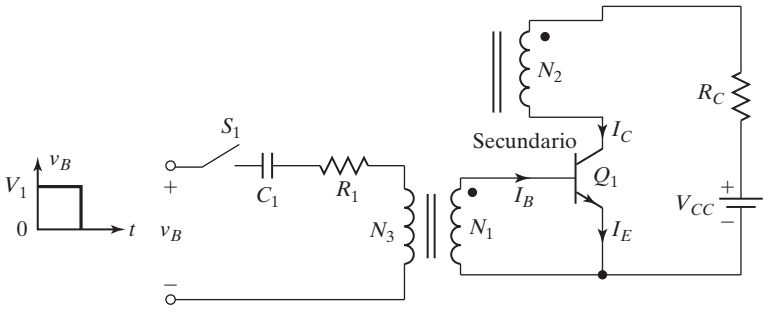


FIGURA 4.64
Circuito de excitación de base proporcional.

Control de antisaturación. Si el transistor se excita de forma dura, el tiempo de almacenamiento, el cual es proporcional a la corriente de base, aumenta y la velocidad de conmutación se reduce. El tiempo de almacenamiento se reduce si se hace que el transistor funcione en saturación suave en vez de en saturación dura, lo cual se logra fijando el voltaje de colector a emisor a un nivel predeterminado y la corriente de colector está dada por

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{cm}}{R_C} \tag{4.68}$$

donde V_{cm} es el voltaje de fijación y $V_{cm} > V_{CE(\text{sat})}$. En la figura 4.65 se ilustra un circuito con acción de fijación (también conocido como fijador de Baker).

La corriente de base sin fijación, la cual es adecuada para excitar el transistor en forma dura, se determina como sigue

$$I_B = I_1 = \frac{V_B - V_{d1} - V_{BE}}{R_B} \tag{4.69}$$

y la corriente de colector correspondiente es

$$I_C = \beta I_B \tag{4.70}$$

Después de que la corriente de colector sube, el transistor se enciende, y ocurre la fijación (porque D_2 se polariza en sentido directo y conduce). Entonces

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{d1} - V_{d2} \tag{4.71}$$

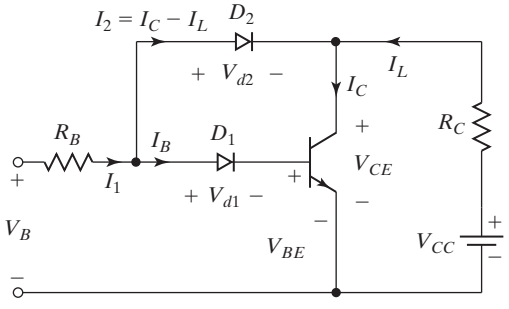


FIGURA 4.65
Circuito de fijación de colector.

La corriente a través de la carga es

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}}{R_C} \tag{4.72}$$

y la corriente de colector con fijación es

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B = \beta(I_1 - I_C + I_L) \\ &= \frac{\beta}{1 + \beta}(I_1 + I_L) \end{aligned} \tag{4.73}$$

Con fijación, $V_{d1} > V_{d2}$ y esto se logra conectando dos o más diodos en el lugar de D_1. La resistencia de la carga R_C debe satisfacer la condición

$$\beta I_B > I_L$$

Con la ecuación (4.72),

$$\beta I_B R_C > (V_{CC} - V_{BE} - V_{d1} + V_{d2}) \tag{4.74}$$

La acción de sujeción reduce la corriente de colector y casi elimina el tiempo de almacenamiento. Al mismo tiempo, se logra un encendido rápido. Sin embargo, dado que V_{CE} ha aumentado, la disipación de potencia en estado de conducción o activo se incrementa en el transistor, en tanto que la pérdida de potencia por conmutación se reduce.

Ejemplo 4.7 Cómo determinar el voltaje y corriente en el transistor con fijación

El circuito de excitación de base que se muestra en la figura 4.64 tiene $V_{CC} = 100$ V, $R_C = 1.5\ \Omega$, $V_{d1} = 2.1$ V, $V_{d2} = 0.9$ V, $V_{BE} = 0.7$ V, $V_B = 15$ V, $R_B = 2.5\ \Omega$, y $\beta = 13.6$. Calcule (a) la corriente de colector sin fijación; luego (b) el voltaje de fijación de colector a emisor, V_{CE}, y (c) la corriente de colector con fijación.

Solución

a. Con la ecuación (4.69), $I_1 = (15 - 2.1 - 0.7)/2.5 = 4.88$ A. Sin fijación, $I_C = 13.6 \times 4.88 = 66.368$ A.

b. Con la ecuación (4.71), el voltaje de fijación es

$$V_{CE} = 0.7 + 2.1 - 0.9 = 1.9 \text{ V}$$

c. Con la ecuación (4.72), $I_L = (100 - 1.9)/1.5 = 65.4$ A. La ecuación (4.73) da la corriente de colector con fijación

$$I_C = 13.6 \times \frac{4.88 + 65.4}{13.6 + 1} = 65.456 \text{ A}$$

Excitador de base de BJT de SiC. El BJT de SiC es un dispositivo controlado por corriente y requiere una corriente de base sustancial durante el estado activo. El circuito de excitación de compuerta [43] como el que se muestra en la figura 4.66 se compone de un capacitor acelerador, C_B, en paralelo con el resistor R_B. Por consiguiente, el desempeño de conmutación depende del voltaje de alimentación V_{CC}. Cuanto más alto sea el voltaje de alimentación más rápidos serán los transitorios de conmutación pero, al mismo tiempo, mayor será el consumo

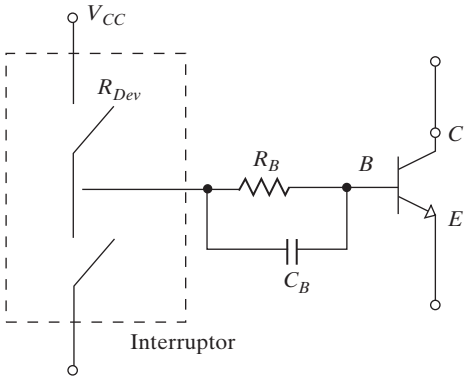


FIGURA 4.66

Excitación de base con capacitor acelerador para un BJT de SiC [43].

de potencia. Por consiguiente, debe haber un trueque entre el desempeño de conmutación y el consumo de potencia de compuerta.

Puntos clave de la sección 4.16

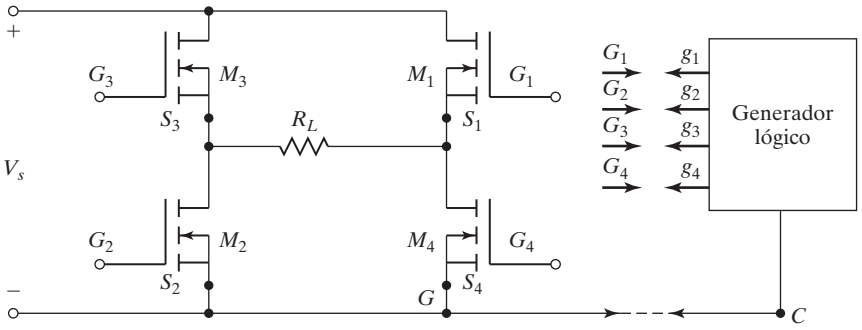
- Un BJT es un dispositivo controlado por corriente.
- La corriente de base pico puede reducir el tiempo de encendido y su inversión puede reducir el tiempo de apagado.
- El tiempo de almacenamiento de un BJT aumenta la cantidad de corriente de excitación de base, y debe evitarse la sobrecorriente.

4.17 AISLAMIENTO DE COMPUERTA Y EXCITADORES DE BASE

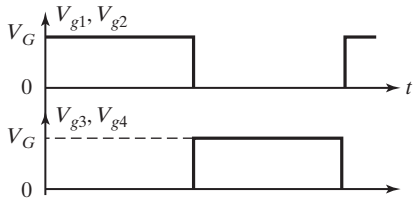
Para que los transistores de potencia funcionen como interruptores se debe aplicar un voltaje de compuerta o una corriente de base apropiados para llevar los transistores al modo de saturación para un bajo voltaje en estado de conducción. El voltaje de control debe aplicarse entre la compuerta y las terminales de fuente, o entre las terminales de la base y el emisor. Por lo común los convertidores de potencia requieren múltiples transistores y cada uno debe ser accionado individualmente. La figura 4.67a muestra la topología de un inversor de puente monofásico. El voltaje de cd principal es V_s con terminal de tierra G.

El circuito lógico de la figura 4.67b genera cuatro pulsos, los cuales, como se aprecia en la figura 4.67c, se desplazan con el tiempo para realizar la secuencia lógica requerida para convertir potencia de cd a ca. Sin embargo, los cuatro pulsos lógicos tienen una terminal común C. La terminal común del circuito lógico se puede conectar a la terminal tierra G de la fuente de cd principal, como se muestra con las líneas de rayas.

La terminal g_1, que tiene un voltaje V_{g1} con respecto a la terminal C, no se puede conectar directamente a la terminal compuerta G_1. La señal V_{g1} se debe aplicar entre la compuerta G_1 y la fuente S_1 del transistor M_1. No es necesario aislar ni interconectar circuitos entre el circuito lógico y los transistores de potencia. Sin embargo, los transistores M_2 y M_4 se pueden accionar directamente sin aislamiento o circuitos de interconexión si las señales lógicas son compatibles con los requerimientos de excitación de compuerta de los transistores.



(a) Configuración del circuito (b) Generador lógico



(c) Pulsos de compuerta

FIGURA 4.67

Puente inversor monofásico y señales de compuerta.

La importancia de accionar un transistor entre su compuerta y fuente en vez de aplicar un voltaje de accionamiento entre la compuerta y la tierra común se demuestra con la figura 4.68, donde la resistencia de la carga se conecta entre la fuente y tierra. El voltaje efectivo entre la compuerta y la fuente es

$$V_{GS} = V_G - R_L I_D(V_{GS}) \tag{4.75}$$

donde $I_D(V_{GS})$ varía con V_{GS}. El valor efectivo de V_{GS} se reduce a medida que el transistor se enciende y V_{GS} alcanza un valor de estado estable, el cual se requiere para equilibrar la carga o la corriente de drenaje. El valor efectivo de V_{GS} es impredecible y tal configuración no es adecuada. Básicamente hay dos formas de flotar o aislar la señal de control o compuerta con respecto a tierra.

1. Transformadores de pulsos
2. Optoacopladores

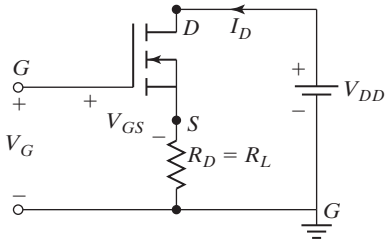


FIGURA 4.68

Voltaje de accionamiento entre compuerta y tierra.

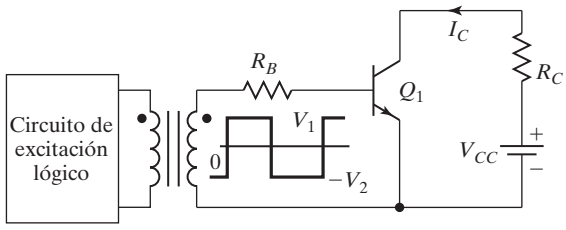


FIGURA 4.69

Excitación de trasformador y compuerta aislada.

4.17.1 Transformadores de pulsos

Los transformadores de pulsos tienen un devanado primario y pueden tener uno o más devanados secundarios. Los devanados secundarios múltiples permiten señales de accionamiento simultáneas para transistores conectados en serie y en paralelo. La figura 4.69 muestra una configuración de excitación de transformador y compuerta aislada. El transformador debe tener una inductancia de fuga muy pequeña y el tiempo de subida del pulso de salida debe ser muy pequeño. Con un pulso relativamente largo y una baja frecuencia de conmutación el transformador se saturaría y su salida de distorsionaría.

4.17.2 Optoacopladores

Los optoacopladores combinan un diodo emisor de luz infrarroja (ILED) y un fototransistor de silicio. La señal de salida se aplica al ILED y la salida se toma del fototransistor. Los tiempos de subida y caída de los fototransistores son muy pequeños, con valores típicos del tiempo de encendido $t_n = 2$ a 5 μs y tiempo de apagado $t_o = 300$ ns. Estos tiempos de encendido y apagado limitan las aplicaciones de alta frecuencia. En la figura 4.70 se muestra un circuito aislador de compuerta que utiliza un fototransistor. El fototransistor podría ser un par de Darlington. Los fototransistores requieren una fuente de potencia separada y a esto se suman la complejidad, los costos y el peso de los circuitos de excitación.

Puntos clave de la sección 4.17

- El circuito de compuerta de bajo nivel debe estar aislado del circuito de potencia de alto nivel mediante dispositivos o técnicas de aislamiento como optoacopladores y transformadores de pulsos.

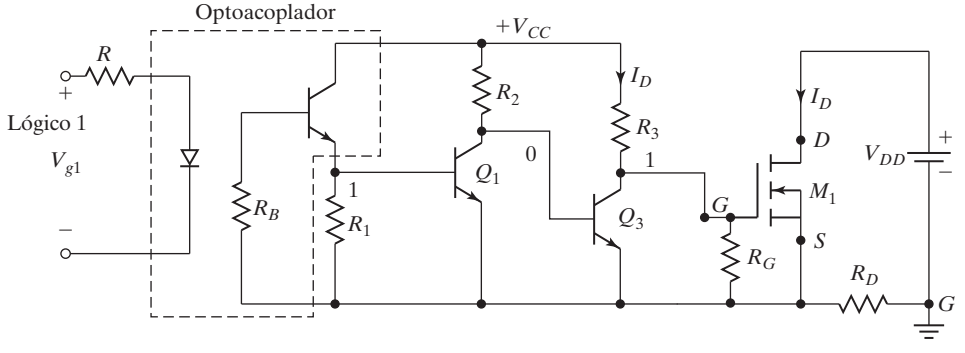


FIGURA 4.70

Aislamiento de compuerta mediante optoacoplador.

4.18 CIRCUITOS INTEGRADOS DE EXCITACIÓN DE COMPUERTA

Los requerimientos de excitación de compuerta [25-28] para un MOSFET o un IGBT interruptor, como aparecen en la figura 4.71, son los siguientes:

- El voltaje de compuerta debe ser 10 a 15 V más alto que el voltaje de fuente o emisor. Como la fuente de potencia se conecta al riel principal de alto voltaje $+V_S$, el voltaje de compuerta debe ser más alto que el de riel.
- El voltaje de compuerta que normalmente se refiere a tierra debe ser controlable por el circuito lógico. Por consiguiente, las señales de control deben desplazarse a la terminal fuente del dispositivo de potencia, la cual en la mayoría de las aplicaciones oscila entre los dos rieles V^+.
- Por lo general, un dispositivo de potencia del lado bajo controla al dispositivo de potencia del lado alto que está conectado al alto voltaje. Por consiguiente, hay un dispositivo de potencia del lado alto y otro del lado bajo. La potencia absorbida por el circuito de excitación de compuerta debe ser bajo y no debe afectar de manera significativa la eficiencia total del convertidor de potencia.

Existen varias técnicas, como se muestra en la tabla 4.4, que se pueden usar para satisfacer los requerimientos de excitación de compuerta. Cada circuito básico se puede implementar en una amplia variedad de configuraciones. Un circuito integrado de excitación de compuerta incorpora la mayoría de las funciones requeridas para controlar o excitar un dispositivo de potencia del lado alto o uno del lado bajo en un paquete compacto de alto desempeño con baja disipación de potencia. El circuito integrado también debe ofrecer algunas funciones de protección para operar en condiciones de sobrecarga y falla.

Tres tipos de circuitos pueden realizar las funciones de excitación y protección. El primero es el *bufer* de salida que se requiere para proporcionar voltaje de compuerta o carga suficiente para el dispositivo de potencia. El segundo son los desplazadores de nivel que se

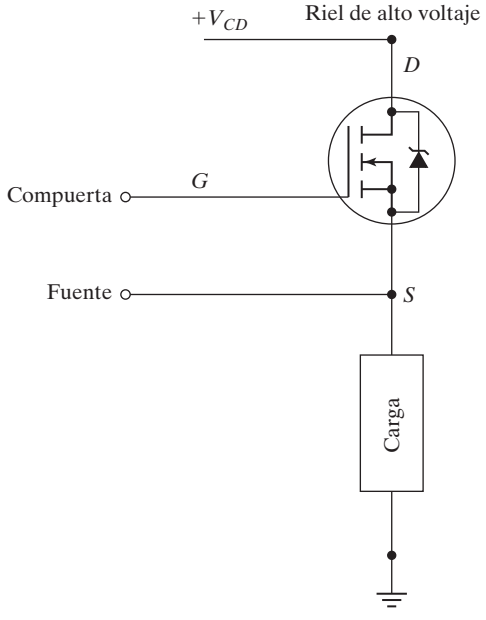
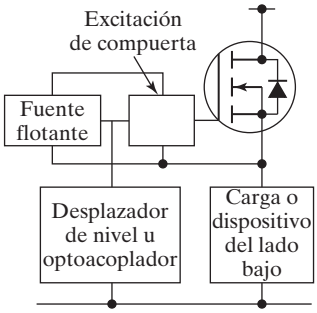
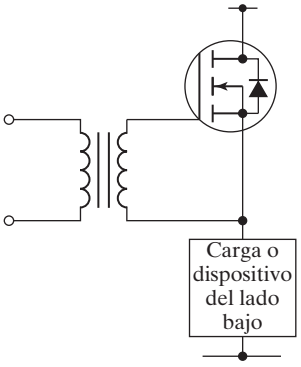
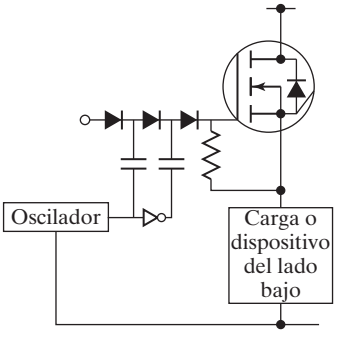
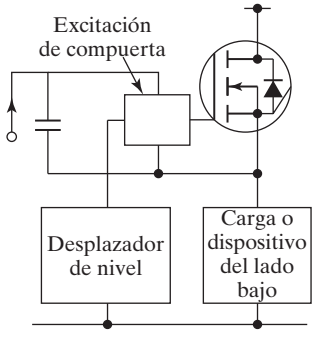


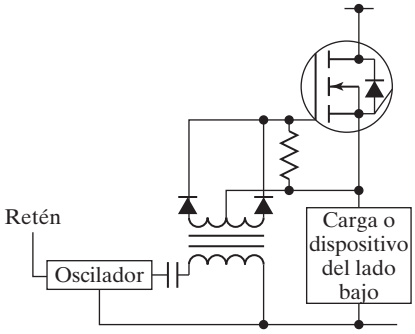
FIGURA 4.71
MOSFET de potencia conectado al riel de alto voltaje.

TABLA 4.4 Técnicas de excitación de compuerta, Ref. 2. (Cortesía de Siemens Group, Alemania).

Método	Circuito básico	Características clave
Fuente de excitación de compuerta flotante		Control de compuerta completo durante periodos indefinidos; el impacto del costo de la fuente aislada es significativo (se requiere una por cada MOSFET de lado alto); el desplazamiento de nivel de una señal referenciada a tierra puede ser difícil: el desplazador de nivel debe mantener el voltaje completo, conmutar rápido con retrasos de propagación mínimos y los optoaisladores de bajo consumo de potencia tienden a ser relativamente costosos, limitados en ancho de banda y sensibles al ruido
Transformador de pulsos		Sencillo y económico pero limitado en muchos aspectos; su funcionamiento durante amplios ciclos de trabajo requiere técnicas complejas; el tamaño del transformador se aumenta de forma significativa conforme la frecuencia se reduce; las parásitas importantes degradan la operación ideal con formas de onda de conmutación rápida
Bomba de carga		Se puede utilizar para generar un voltaje "sobre el riel" controlado por un desplazador de nivel o para "bombear" la compuerta cuando el MOSFET se enciende; en el primer caso se tienen que resolver los problemas de un desplazador de nivel; en el segundo, los tiempos de encendido tienden a ser demasiado largos para aplicaciones de conmutación; en cualquier caso la compuerta se puede mantener activa durante un periodo indefinido, las ineficiencias en el circuito multiplicador de vuelta pueden requerir más de dos etapas de bombeo
Inicialización		Sencillo y económico con algunas de las limitaciones del transformador de pulsos: el ciclo de trabajo y el tiempo de encendido están restringidos por la necesidad de refrescar el capacitor de inicialización; si el capacitor se carga con un riel de alto voltaje, la disipación de potencia puede ser importante, requiere un desplazador de nivel, con sus dificultades asociadas

(*continúa*)

TABLE 4.4 (*continúa*)

Método	Circuito básico	Características clave
Excitador de transportador		Proporciona un control total de la compuerta durante un periodo indefinido pero está un tanto limitado en cuanto a desempeño de conmutación; esto se puede mejorar con complejidad añadida.

requieren para interconectar las señales de control con los *bufer* de salida del lado bajo y del lado alto. El tercero es la detección de condiciones de sobrecarga en el dispositivo de potencia y la contramedida apropiada tomada en el *bufer* de salida, así como la retroalimentación en estado de falla.

RESUMEN

Por lo general, los transistores de potencia son de cinco tipos: MOSFET, COOLMOS, BJT, IGBT, y SIT. Los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje que requieren muy baja potencia de accionamiento y sus parámetros son menos sensibles a la temperatura en la unión. No hay ningún problema de segunda ruptura y no requieren voltaje de compuerta negativo durante el apagado. Las pérdidas por conducción de los dispositivos COOLMOS se reducen por un factor de cinco en comparación con los de tecnología convencional. Es capaz de manejar dos a tres veces más potencia de salida en comparación con un MOSFET estándar del mismo paquete.

El COOLMOS, que tiene una muy baja pérdida en estado de encendido, se utiliza en aplicaciones de alta eficiencia y baja potencia. Los BJT sufren de segunda ruptura y requieren una corriente de base inversa durante el apagado para reducir el tiempo de almacenamiento, pero tienen un bajo voltaje de saturación en estado de encendido. Los IGBT, que combinan las ventajas de los BJT y los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y tienen un bajo voltaje en estado de encendido similar a los BJT. Los IGBT no experimentan fenómenos de segunda ruptura. Los BJT son dispositivos controlados por corriente y sus parámetros son sensibles a la temperatura de unión. Los SIT son dispositivos de alta potencia y alta frecuencia. Son más adecuados para audio, VHF/UHF y amplificadores de microondas. Tienen la característica de normalmente encendidos y una alta caída en estado de encendido.

Los transistores se pueden conectar en serie o en paralelo. La operación en paralelo suele requerir elementos que compartan la corriente. La operación en serie requiere que los parámetros, en especial durante el encendido y el apagado, estén a la par. Para mantener la relación de voltaje y corriente de los transistores durante el encendido y el apagado por lo general se requiere utilizar circuitos amortiguadores para limitar la di/dt y la dv/dt.

Las señales de compuerta se pueden aislar del circuito de potencia mediante transformadores de pulsos u optoacopladores. Los transformadores de pulsos son sencillos, pero la inductancia de fuga debe ser muy pequeña. Los transformadores suelen saturarse a una baja frecuencia y un pulso largo. Los optoacopladores requieren una fuente de potencia separada.

REFERENCIAS

[1] Baliga, B. J. (1996). *Power Semiconductor Devices.* Boston, MA. PWS Publishing.

[2] Ghandi, S.K. (1977). *Semiconductor Power Devices.* Nueva York. John Wiley & Sons.

[3] Size, S.M. (1998). *Modern Semiconductor Device Physics.* Nueva York. John Wiley & Sons.

[4] Baliga, B.I., y D. Y. Chen. (1984). *Power Transistors: Device Design and Applications.* Nueva York. IEEE Press.

[5] Westinghouse Electric. (1967). *Silicon Power Transistor Handbook.* Pittsburgh. Westinghouse Electric Corp.

[6] Severns, R., y J. Armijos. (1984). *MOSPOWER Application Handbook.* Santa Clara, CA. Siliconix Corp.

[7] Clemente, S., y B. R. Pelly. (1982). "Understanding power MOSFET switching performance". *Solid-State Electronics.* Vol. 12, núm. 12. (1133-1141).

[8] Grant, D.A., e I. Gower. (1988). *Power MOSFETs: Theory and Applications.* Nueva York. John Wiley & Sons.

[9] Lorenz, L., G. Deboy, A. Knap, y M. Marz. (1999). "COOLMOS^{TM} - a new milestone in high voltage power MOS". *Proc. ISPSD* 99. Toronto. (3-10).

[10] Deboy, G., M. Marz, J. P. Stengl, H. Strack, J. Tilhanyi, y H. Weber. (1998). "A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit of silicon". *Proc. IEDM 98.* San Francisco. (683-685).

[11] Infineon Technologies. (2001). *CoolMOS*^{TM}: *Power Semiconductors*. Alemania. Siemens. www.infineon.com.

[12] Hu, C. (1979). "Optimum doping profile for minimum ohmic resistance and high breakdown voltage". *IEEE Transactions on Electronic Devices.* Vol. ED-26, núm. 3.

[13] Baliga, B.J., M. Cheng, P. Shafer, y M. W. Smith. (1983). "The insulated gate transistor (IGT): a new power switching device". IEEE Industry Applications Society Conference Record. (354-363).

[14] Baliga, B.J., M. S. Adler, R. P. Love, P. V. Gray, y N. Zommer. (1984). "The insulated gate transistor: a new three-terminal MOS controlled bipolar power device". *IEEE Transactions Electron Devices.* ED-31. (821-828).

[15] *IGBT Designer's Manual.* (1991). El Segundo, CA. International Rectifier.

[16] Shenai, K. (2001). *Power Electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. Los Angeles, CA. Academic Press. Capítulo 7.

[17] Nishizawa, I., y K. Yamamoto. (1978). "High-frequency high-power static induction transistor". *IEEE Transactions on Electron Devices.* Vol. ED25, núm. 3. (314-322).

[18] Nishizawa, J., T. Terasaki, y J. Shibata. (1975). "Field-effect transistor versus analog transistor (static induction transistor)". *IEEE Transactions on Electron Devices.* Vol. 22, núm. 4, abril. (185-197).

[19] Wilamowski, B.M. (2001). *Power Electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. Los Angeles, CA. Academic Press. Capítulo 9.

[20] Rashid, M.H. (1993). *SPICE for Power Electronics and Electric Power.* Englewood Cliffs, NJ. Prentice-Hall.

[21] Sheng, K., S. J. Finney, y B. W. Williams. (1996). "Fast and accurate IGBT model for PSpice". *Electronics Letters.* Vol. 32, núm. 25, 5 de diciembre. (2294-2295).

[22] Strollo, A.G.M. (1997). "A new IGBT circuit model for SPICE simulation". *Power Electronics Specialists Conference.* Vol. 1, junio. (133-138).

[23] Sheng, K., S. J. Finney, y B. W. Williams. (1999). "A new analytical IGBT model with improved electrical characteristics". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 14, n*úm.* 1, enero. (98-107).

[24] Sheng, K., B. W. Williams, y S. J. Finney. (2000). "A review of IGBT models". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 15, núm. 6, noviembre. (1250-1266).

[25] Hefner, A.R. (1991). "An investigation of the drive circuit requirements for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 6. (208-219).

[26] Licitra, C., S. Musumeci, A. Raciti, A. U. Galluzzo, y R. Letor. (1995). "A new driving circuit for IGBT devices". *IEEE Transactions Power Electronics*. Vol. 10. (373-378).

[27] Lee,.H.G., Y. H. Lee, B. S. Suh, y J. W. Lee. (1997). "A new intelligent gate control scheme to drive and protect high power IGBTs". *European Power Electronics Conference Records*. (1.400-1.405).

[28] Bernet S. (2000). "Recent developments of high power converters for industry and traction applications". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15, n*úm*. 6, noviembre. (1102-1117).

[29] Elasser, A., M. H. Kheraluwala, M. Ghezzo, R. L. Steigerwald, N. A. Evers, J. Kretchmer, y T. P. Chow. (2003). "A comparative evaluation of new silicon carbide diodes and state-of-the-art silicon diodes for power electronic applications". *IEEE Transactions on Industry Applications.* Vol. 39, núm. 4, julio/agosto. (915-921).

[30] Stephani, D. (2001). "Status, prospects and commercialization of SiC power devices". *IEEE Device Research Conference*. Notre Dame, IN. 25-27 de junio. (14).

[31] Neudeck, P.G. (2006). *The VLSI Handbook.* Boca Raton, FL. CRC Press LLC. Capítulo 5 — Silicon Carbide Technology.

[32] Baliga, B.J. (2005). *Silicon Carbide Power Devices.* Hackensack, NJ. World Scientific.

[33] Ozpineci, B., y L. Tolbert. (2011). "Silicon carbide: smaller faster, tougher". *IEEE Spectrum,* octubre.

[34] Cooper, Jr., J.A., y A. Agarwal. (2002). "SiC power-switching devices—the second electronics revolution?". *Proc of the IEEE*, Vol. 90, n*úm*. 6. (956-968).

[35] Palmour, J.W. (2009). "High voltage silicon carbide power devices", presentado en el ARPA-E Power Technologies Workshop, Arlington, VA. 9 de febrero.

[36] Agarwal, A.K. (2010). "An overview of SiC power devices", *Proc. International Conference Power, Control and Embedded Systems (ICPCES),* Allahabad, India, 29 de noviembre/1 de diciembre. (1-4).

[37] Stevanovic, L.D., K. S. Matocha, P. A. Losee, J. S. Glaser, J. J. Nasadoski, y S. D. Arthur. (2010). "Recent advances in silicon carbide MOSFET power devices". *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. (401-407).

[38] Callanan, Bob. (2011). "Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs". *Cree Inc.*, E.U.A. Enero.

[39] Palmour, J. (2011). *High Temperature, Silicon Carbide Power MOSFET.* Cree Research, Inc., Durham, Carolina del Norte. Enero.

[40] Ryu, S.H., S. Krishnaswami, B. Hull, J. Richmond, A. Agarwa, y A. Hefner. (2006). "10 kV, 5A 4H-SiC power DMOSFET". *Proc of the 18th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD '06)*. Nápoles, Italia. Junio. (1-4).

[41] Agarwal, A., S. H. Ryu, J. Palmour y colaboradores. (2004). "Power MOSFETs in 4H-SiC: device design and technology". *Silicon Carbide: Recent Major Advances.* Eds. W. J. Choyke, H. Matsunami y G. Pensl, Springer, BerlÍn, Alemania. (785-812).

[42] Dodge, J. (2006). Power MOSFET tutorial, Part 1, Microsemi Corporation. Design Article, EE Times. 5 de diciembre. http://www.eetimes.comldesign/power-management-design/4012128/ Power-MOSFET-tutorial-Part-1#. Accesado en octubre de 2012.

[43] Rabkowski, J., D. Peftitsis, y H. P. Nee. (2012). "Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated". *IEEE Industrial Electronics Magazine.* Junio. (17-26).

[44] Rashid, M.H. (2011). *Microelectronic Circuits:* Analysis *and Design*. Florence, KY. Cengage Learning.

[45] Wondrak, W., y colaboradores. (2001). "SiC devices for advanced power and high-temperature applications". *IEEE Transactions On Industrial Electronics.* Vol. 48, núm. 2, abril. (238-244).

[46] Kostopoulos, K., M. Bucher, M. Kayambaki, y K. Zekentes. (2012). "A compact model for silicon carbide JFET". *Proc. 2nd Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, Thessaloniki, Grecia. 16-18 de marzo. (176-185).

[47] Platania, E., Z. Chen, F. Chimento, A. E. Grekov, R. Fu, L. Lu, A. Raciti, J. L. Hudgins, H. A. Mantooth, D. C. Sheridan, J. Casady, y E. Santi. (2011). "A physics-based model for a SiC JFET accounting for electric-field-dependent mobility". *IEEE Trans. on Industry Applications.* Vol. 47, núm. 1, enero. (199-211).

[48] (Jon) Zhang, Q., R. Callanan, M. K. Das, S.-H. Ryu, A. K. Agarwal, y J. W. Palmour. (2010). "SiC power devices for microgrids", *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 25, núm. 12, diciembre. (2889-2896).

[49] Sankin, I., D. C. Sheridan, W. Draper, V. Bondarenko, R. Kelley, M. S. Mazzola, y J. B. Casady. (2008). "Normally-off SiC VJFETs for 800 V and 1200 V power switching applica*tions*". *Proc. 20th International Symposium Power Semiconductor Devices and IC's*, *ISPSD*. 18-22 de mayo. (260-262).

[50] Kelley, R.L., M. S. Mazzola, W. A. Draper, y J. Casady. (2005). "Inherently safe DC/DC converter using a normally-on SiC JFET", *Proc. 20th Annual IEEE Applied Power Electronics* Conference *Exposition, APEC*". *Vol.* 3, 6-10 de marzo. (1561-1565).

[51] Malhan, R.K., M. Bakowski, Y. Takeuchi, N. Sugiyama, y A. Schöner. (2009). "Design, process, and performance of all-epitaxial normally-off SiC JFETs". *Physica Status Solidi A.* Vol. 206, núm. 10. (2308-2328).

[52] Round, S., M. Heldwein, J. W. Kolar, I. Hofsajer, y P. Friedrichs. (2005). "A SiC JFET *driver* for a 5 kW, 150 kHz three-phase PWM converter". IEEE-Industry Application Society (IAS), 40th IAS Annual Meeting—Conference record. Vol. 1. (410-416).

[53] Kelley, R., A. Ritenour, D. Sheridan, y J. Casady. (2010). "Improved two-stage DC-coupled gate driver for enhancement-mode SiC JFET". *Proc. 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Exposition (APEC),* Atlanta, GA. (1838-1841).

[54] Wrzecionko, B., S. Kach, D. Bortis, J. Biela, y J. W. Kolar.(2010). "Novel AC coupled gate driver for ultra fast switching of normally off SiC JFETs". *Proc. IECON 36th Annual Conference*, *IEEE Industrial Electronics Society.* 7-10 de noviembre. (605-612).

[55] Basu, S., y T. M. Undeland. (2011). "On understanding and driving SiC power JFETs, power electrones and applications (EPE 2011)". *Proc. of the 2011-14th European Conference.* (1-9).

[56] Domeji, N. (2012). "Silicon carbide bipolar junction transistors for power electronics applications". *TranSiC semiconductor.* http://www.transic.com/. Accesado en octubre de 2012.

[57] Zhang, J., P. Alexandrov, T. Burke, y J. H. Zhao. (2006). "4H-SiC power bipolar junction transistor with a very low specific ON-resistance of 2.9 mΩ · cm2". *IEEE Electron Device Letters.* Vol. 27, núm. 5, mayo. (368-370).

[58] Lindgren, A., y M. Domeij. (2010). "1200V 6A SiC BJTs with very low VCESAT and fast switching", en *Proc. 6th Int. Conf. Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*. 16-18 de marzo. (1-5).

[59] Lindgren, A., y M. Domeij. (2011). "Degradation free fast switching 1200 V 50 A silicon carbide BJT's". *Proc. 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Exposition (APEC)*. 6-11 de marzo. (1064-1070).

[60] Seok Lee, H., M. Domeij, C.M. Zetterling, M. Östling, F. Allerstam, y E. Ö. Sveinbjörnsson. (2007). "1200-V 5.2-mΩ - cm2 4H-SiC BJTs with a high common-emitter current gain". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 28, núm. 11, noviembre. (1007-1009).

[61] Saadeh, M., H. A. Mantooth, J. C. Balda, E. Santi, J. L. Hudgins, S.H. Ryu, y A. Agarwal. (2012). "A Unified Silicon/Silicon Carbide IGBT Model". *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. (1728-1733).

[62] Zhang, Q.J., M. Das, J. Sumakeris, R. Callanan, y A. Agarwal. (2008). "12 kV p-channel TGBTs with low ON-resistance in 4 H-SiC". *IEEE Eletron Device Letters.* Vol. 29, núm. 9, septiembre. (1027-1029).

[63] Zhang, Q., J. Wang, C. Jonas, R. Callanan, J. J. Sumakeris, S. H. Ryu, M. Das, A. Agarwal, J. Palmour, y A. Q. Huang. (2008). "Design and characterization of high-voltage 4H-SiC p-IGBTs". *IEEE Transactions on Electron Devices.* Vol. 55, núm. 8, agosto. (2121-2128).

[64] Das, M., Q. Zhang, R. Callanan, y colaboradores. (2007). "A 13 kV 4H-SiC N-channel IGBT with low Rdiff, on and fast switching". *Proc. of the International Conference on Silicon Carbide and Related Materials (ICSCRM '07)*. Kioto, Japón. Octubre.

[65] Singh, R., S. H. Ryu, D. C. Capell, y J. W. Palmour. (2003). "High temperature SiC trench gate p-IGBTs". *IEEE Transactions on Electron Devices.* Vol. 50, núm. 3, marzo. (774-784).

[66] Van Camper, S., A. Ezis, J. Zingaro, y colaboradores. (2002). "7 kV 4H-SiC GTO thyristor". *Materials Research Society Symposium Proceedings*. San Francisco, California, E.U.A. Vol. 742, documento K7.7.1, abril.

[67] Cooper Jr., J.A., M. R. Melloch, R. Singh, A. Agarwal, y J. W. Palmour. (2002). "Status and prospects for SiC power MOSFETs". *IEEE Transactions Electron Devices.* Vol. 49, núm. 4, abril. (658-664).

[68] Friedrichs, P., y R. Rupp. (2005). "Silicon carbide power devices-current developments and potential applications". *Proc. European Conference Power Electronics and Applications*. (1-11).

[69] Tolstoy, G., D. Peftitsis, J. Rabkowski, y H.P. Nee. (2011). "Performance tests of a 4.134.1 mm2 SiC LCVJFET for a DC/DC boost converter application". *Materials Science Forum.* Vol. 679-680. (722-725).

PREGUNTAS DE REPASO

4.1 ¿Qué es un transistor bipolar (BJT)?
4.2 ¿Cuáles son los tipos de BJTs?
4.3 ¿Cuáles son las diferencias entre transistores *NPN* y *PNP*?
4.4 ¿Cuáles son las características de entrada de los transistores *NPN*?
4.5 ¿Cuáles son las características de salida de los transistores *NPN*?
4.6 ¿Cuáles son las tres regiones de operación de los BJTs?
4.7 ¿Qué es una beta (β) de BJTs?
4.8 ¿Cuál es la diferencia entre beta, (β), y beta forzada (β_F) de los BJTs?
4.9 ¿Qué es la transconductancia de los BJTs?
4.10 ¿Qué es el factor de sobreexcitación de los BJTs?
4.11 ¿Cuál es el modelo de conmutación de los BJTs?

4.12 ¿Cuál es la causa del tiempo de retraso en los BJTs?
4.13 ¿Cúal es la causa del tiempo de almacenamiento en los BJTs?
4.14 ¿Cuál es la causa del tiempo de subida en los BJTs?
4.15 ¿Cuál es la causa del tiempo de caída en los BJTs?
4.16 ¿Qué es el modo de saturación de los BJTs?
4.17 ¿Qué es el tiempo de encendido de los BJTs?
4.18 ¿Qué es el tiempo de apagado de los BJTs?
4.19 ¿Que es una FBSOA de los BJTs?
4.20 ¿Qué es una RBSOA de los BJTs?
4.21 ¿Por qué necesario invertir la polarización de los BJTs durante su apagado?
4.22 ¿Qué es la segunda ruptura de los BJTs?
4.23 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los BJTs?
4.24 ¿Qué es un MOSFET?
4.25 ¿Cuáles son los tipos de MOSFETs?
4.26 ¿Cuáles son las diferencias entre los MOSFET tipo enriquecimiento y los MOSFET tipo agotamiento?
4.27 ¿Qué es un voltaje de estrechamiento de MOSFETs?
4.28 ¿Qué es un voltaje de umbral de MOSFETs?
4.29 ¿Qué es la transconductancia de MOSFETs?
4.30 ¿Cuál es el modelo de conmutación de MOSFETs de canal *n*?
4.31 ¿Cuáles son las características de transferencia de los MOSFET?
4.32 ¿Cuáles son las características de salida de los MOSFET?
4.33 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los MOSFET?
4.34 ¿Por qué los MOSFET no requieren voltaje de compuerta negativo durante su apagado?
4.35 ¿Por qué el concepto de saturación es diferente en los BJT y en los MOSFET?
4.36 ¿Qué es el tiempo de encendido de los MOSFET?
4.37 ¿Qué es el tiempo de apagado de los MOSFET?
4.38 Qué es un SIT?
4.39 ¿Cuáles son las ventajas de los SIT?
4.40 ¿Cuáles son las desventajas de los SIT?
4.41 ¿Qué es un IGBT?
4.42 ¿Cuáles son las características de transferencia de los IGBT?
4.43 ¿Cuáles son las características de salida de los IGBT?
4.44 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los IGBT?
4.45 ¿Cuáles son las diferencias principales entre los MOSFET y los BJT?
4.46 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en paralelo de los BJT?
4.47 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en paralelo de los MOSFET?
4.48 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en paralelo de los IGBT?
4.49 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en serie de los BJT?
4.50 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en serie de los MOSFET?
4.51 ¿Cuáles son los problemas de funcionamiento en serie de los IGBT?
4.52 ¿Cuáles son los propósitos del amortiguador en derivación en transistores?
4.53 ¿Cuál es el propósito del amortiguador en serie en transistores?
4.54 ¿Cuáles son las ventajas de los transistores de SiC?
4.55 ¿Cuáles son las limitaciones de los transistores de SiC?
4.56 ¿Qué es el voltaje de estrechamiento de un JFET?
4.57 ¿Qué es la característica de transferencia de un JFET?
4.58 ¿Cuáles son las diferencias entre un MOSFET y un JFET?

PROBLEMAS

4.1 Los parámetros del MOSFET que se muestra en la figura 4.7a son V_{DD} = 100 V, R_D = 10 Ωm, K_n = 25.3 mA/V^2, V_T = 4.83 V, V_{DS} = 3.5 V, y V_{GS} = 10V. Con la ecuación (4.2), determine la corriente de drenaje I_D y la resistencia entre el drenaje y la fuente $R_{DS} = V_{DS}/I_D$.

4.2 Con los parámetros del circuito del problema 4.1 y con la ecuación (4.3), determine la corriente de drenaje I_D y la resistencia entre drenaje y fuente $R_{DS} = V_{DS}/I_D$.

4.3 Utilizando la ecuación (4.2), trace la gráfica de I_D en función de v_{DS} y luego la relación $R_{DS} = v_{DS}/i_D$ para v_{DS} = 0 a 10 V con un incremento de 0.1 V. Suponga K_n = 25.3 mA/V^2 and V_T = 4.83 V.

4.4 Utilizando la ecuación (4.3), trace la gráfica de I_D en función de v_{DS} y luego la relación $R_{DS} = v_{DS}/i_D$ para v_{DS} = 0 a 10 V con un incremento de 0.1 V. Suponga que K_n = 25.3 mA/V^2 y que V_T = 4.83 V.

4.5 Utilizando la ecuación (4.8) trace la gráfica de la resistencia drenaje-fuente $R_{DS} = v_{DS}/i_D$ para v_{GS} = 0 a 10 V con un incremento de 0.1 V. Suponga que K_n = 25.3 mA/V^2 y que V_T = 4.83 V.

4.6 Utilizando la ecuación (4.6), trace la gráfica de la transconductancia g_m en función de v_{GS} en la región lineal para v_{GS} = 0 a 10 V con un incremento de 0.1 V. Suponga que K_n = 25.3 mA/V^2 y que V_T = 4.83 V.

4.7 La beta (β) del transistor bipolar de la figura 4.31 varía de 10 a 60. La resistencia de la carga es R_C = 6 Ω. El voltaje de suministro de cd es V_{cc} = 100 V y el voltaje de entrada al circuito de la base es V_B = 8 V. Si $V_{CE(sat)}$ = 2.5 V y $V_{BE(sat)}$ = 1.75 V, determine **(a)** el valor R_B que producirá saturación con un factor de sobreexcitación de 20; **(b)** la β forzada, y (c) la pérdida de potencia en el transistor P_T.

4.8 La beta (β) del transistor bipolar transistor de la figura 4.31 varía de 12 a 75. La resistencia de la carga es R_C = 12 Ω. El voltaje de suministro de cd es V_{cc} = 40 V y el voltaje de entrada al circuito de la base es V_B = 6 V. Si $V_{CE(sat)}$ = 1.2 V, $V_{BE(sat)}$ = 1.6 V, y R_B = 0.7 Ω, determine **(a)** el valor de ODF; **(b)** la β forzada, y **(c)** la pérdida de potencia en el transistor P_T.

4.9 Se utiliza un transistor como interruptor y las formas de onda se muestran en la figura 4.35. Los parámetros son V_{CC} = 220 V, $V_{BE(sat)}$ = 3 V, I_B = 8 A, $V_{CE(sat)}$ = 2 V, I_{CS} = 100 A, t_d = 0.5 μs, t_r = 1 μs, t_s = 5 μs, t_f = 3 μs, y f_s = 10 kHz. El ciclo de trabajo es k = 50%. La corriente de fuga del colector al emisor es I_{CEO} = 3 mA. Determine la pérdida de potencia debido a la corriente de colector **(a)** durante el encendido $t_n = t_d + t_r$; **(b)** durante el periodo de conducción t_n; **(c)** durante el apagado $t_o = t_s + t_f$; **(d)** durante el tiempo inactivo t_o, y **(e)** las pérdidas de potencia totales promedio P_T. **(f)** Trace la gráfica de la potencia instantánea debido la corriente de colector $P_c(t)$.

4.10 La temperatura máxima en la unión del transistor bipolar del problema 4.9 es T_j = 150°C y la temperatura ambiente es T_A = 30°C. Si las resistencias térmicas son R_{JC} = 0.4°C/W y R_{CS} = 0.05°C/W, calcule la resistencia térmica del disipador R_{SA}. (*Sugerencia*: Ignore la pérdida de potencia debido a la excitación de la base.).

4.11 Para los parámetros del problema 4.9, calcule la pérdida de potencia promedio debido a la corriente de base P_B.

4.12 Repita el problema 4.9 si $V_{BE(sat)}$ = 2.3 V, I_B = 8 A, $V_{CE(sat)}$ = 1.4 V, t_d = 0.1 μs, t_r = 0.45 μs, t_s = 3.2 μs, y t_f = 1.1 μs.

4.13 Se utiliza un MOSFET como interruptor según se muestra en la figura 4.10. Los parámetros son V_{DD} = 40 V, I_D = 25 A, R_{DS} = 28 mΩ, V_{GS} = 10 V, $t_{d(on)}$ = 25 ns, t_r = 60 ns, $t_{d(off)}$ = 70 ns, t_f = 25 ns, y f_s = 20 kHz. La corriente de fuga de drenaje a fuente es I_{DSS} = 250 μA. El ciclo de trabajo es k = 60%. Determine la pérdida de potencia debido a la corriente de drenaje **(a)** durante el encendido $t_{on} = t_{d(n)} + t_r$; **(b)** durante el periodo de conducción t_n; **(c)** durante el apagado $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$; **(d)** durante el tiempo inactivo t_o, y **(e)** las pérdidas de potencia promedio totales P_T.

4.14 La temperatura máxima en la unión del MOSFET del problema 4.13 es T_j = 150°C y la temperatura ambiente es T_A = 32°C. Si las resistencias térmicas son R_{JC} = 1 K/W y R_{CS} = 1 K/W, calcule la resistencia térmica del disipador R_{SA}. *(Nota: K = °C + 273.)*

4.15 Dos BJT se conectan en paralelo como en la figura 4.50. La corriente total de la carga es $I_T = 150$ A. El voltaje de colector a emisor del transistor Q_1 es $V_{CE1} = 1.5$ V y el del transistor Q_2 es $V_{CE2} = 1.1$. Determine la corriente de colector de cada transistor y la diferencia en el reparto de la corriente si las resistencias en serie que comparten la corriente son **(a)** $R_{e1} = 10$ mΩ y $R_{e2} = 20$ mΩ, y **(b)** $R_{e1} = R_{e2} = 20$ mΩ.

4.16 Un transistor funciona como interruptor troceador a una frecuencia de $f_s = 20$ kHz. La configuración del circuito se muestra en la figura 4.47a. El voltaje de entrada de cd del troceador es $V_s = 400$ V y la corriente de la carga es $I_L = 120$ A. Los tiempos de conmutación son $t_r = 1$ μs y $t_f = 3$ μs. Determine los valores de **(a)** L_s; **(b)** C_s; **(c)** R_s en condición de amortiguamiento crítico; **(d)** R_s si el tiempo de descarga se limita a un tercio del periodo de conmutación; **(e)** R_s si la corriente de descarga pico se limita a 5% de la corriente de la carga, y **(f)** la pérdida de potencia debido al amortiguador RC P_s, ignorando el efecto del inductor L_s en el voltaje del capacitor amortiguador C_s. Suponga que $V_{CE(\text{sat})} = 0$.

4.17 Un MOSFET funciona como interruptor troceador a una frecuencia de $f_s = 50$ kHz. La configuración del circuito se muestra en la figura 4.47a. El voltaje de entrada de cd del troceador es $V_s = 30$ V y la corriente de la carga es $I_L = 45$ A. Los tiempos de conmutación son $t_r = 60$ ns y $t_f = 25$ ns. Determine los valores de **(a)** L_s; **(b)** C_s; **(c)** R_s en condición críticamente amortiguada; **(d)** R_s si el tiempo de descarga se limita a un tercio del periodo de conmutación; **(e)** R_s si la corriente de descarga pico se limita a 5% de la corriente de la carga, y **(f)** la pérdida de potencia por el amortiguador RC P_s, ignorando el efecto del inductor L_s en el voltaje del capacitor amortiguador C_s. Suponga que $V_{CE(\text{sat})} = 0$.

4.18 El voltaje de excitación de la base del circuito, como se muestra en la figura 4.62, es una onda cuadrada de 10 V. La corriente base pico es $I_{BO} \geq 1.5$ mA y la corriente de base estable es $I_{BS} \geq 1$ mA. Calcule **(a)** los valores de C_1, R_1 y R_2, y **(b)** la frecuencia de conmutación máxima permitida $f_{\text{máx}}$.

4.19 El circuito de excitación de base de la figura 4.65 tiene $V_{CC} = 400$ V, $R_C = 3.5\ \Omega$, $V_{d1} = 3.6$ V, $V_{d2} = 0.9$ V, $V_{BE(\text{sat})} = 0.7$ V, $V_B = 15$ V, $R_B = 1.1\ \Omega$, y $\beta = 12$. Calcule **(a)** la corriente de colector sin fijación; **(b)** el voltaje de fijación de colector V_{CE}, y **(c)** la corriente de colector con fijación.

CAPÍTULO 5

Convertidores CD-CD

Al concluir este capítulo, los estudiantes deben ser capaces de hacer lo siguiente:

- Enumerar las características de un transistor interruptor ideal.
- Describir la técnica de conmutación para conversión cd-cd.
- Enumerar los tipos de convertidores cd-cd.
- Describir el principio de operación de convertidores cd-cd.
- Enumerar los parámetros de desempeño de convertidores cd.
- Analizar el diseño de convertidores cd
- Simular convertidores cd con SPICE.
- Describir los efectos de la inductancia de carga en la corriente de carga y las condiciones para corriente continua.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
$v; i$	Voltaje y corriente instantáneos, respectivamente
$f; T; k$	Frecuencia de conmutación, periodo y ciclo de trabajo, respectivamente
$i(t); i_1(t); i_2(t)$	Corriente instantánea, corriente en el modo 1, y corriente en el modo 2, respectivamente
$I_1; I_2; I_3$	Corrientes estables al inicio del modo 1, modo 2 y modo 3, respectivamente
$I_o; V_o$	Corriente rms de carga de salida y voltaje de carga, respectivamente
$I_L; i_L; v_L; v_C$	Corriente de carga pico, corriente de carga instantánea, voltaje de carga y voltaje de capacitor, respectivamente
$\Delta I; \Delta I_{\text{máx}}$	Contenido de rizo pico a pico y máximo de la corriente de carga, respectivamente
$P_o; P_i; R_i$	Potencia de salida, potencia de entrada y resistencia de entrada efectiva, respectivamente
$t_1; t_2$	Duración del modo 1 y modo 2, respectivamente
$v_r; v_{cr}$	Señales de referencia y portadora, respectivamente
$V_a; I_a$	Voltaje y corriente de salida promedio, respectivamente
$V_s; V_o; v_o$	Voltaje de cd de entrada, voltaje rms de salida y voltaje de salida instantáneo, respectivamente

5.1 INTRODUCCIÓN

En muchas aplicaciones industriales se requiere convertir una fuente de cd de voltaje fijo en una fuente de cd de voltaje variable. Un convertidor cd-cd convierte directamente de cd a cd y se conoce simplemente como convertidor de cd. Un convertidor de cd se puede considerar como equivalente de cd a un transformador de ca con una relación de vueltas continuamente variable. Al igual que un transformador, se puede utilizar para reducir o elevar una fuente de voltaje de cd.

Los convertidores de cd se usan ampliamente para controlar motores de tracción en automóviles eléctricos, tranvías, grúas marinas, montacargas y camiones de transporte de minerales. Proporcionan un control de aceleración uniforme, alta eficiencia y rápida respuesta dinámica. Los convertidores cd se pueden utilizar en el frenado regenerativo de motores de cd para devolver la energía a la fuente, y esta característica permite ahorrar energía en sistemas de transporte con paradas continuas. Los convertidores cd se utilizan en reguladores de voltaje de cd y también se utilizan junto con un inductor para generar corriente de cd, sobre todo para el inversor de fuente de corriente. Los convertidores cd-cd son partes integrales de la conversión de energía en el área en evolución de tecnología de energía renovable.

5.2 PARÁMETROS DE DESEMPEÑO DE CONVERTIDORES CD-CD

Tanto los voltajes de entrada como los de salida de un convertidor cd-cd son de cd. Este tipo de convertidor puede producir un voltaje de cd de salida fijo o variable a partir de un voltaje de cd fijo o variable como se muestra en la figura 5.1a. Idealmente, el voltaje de salida y la corriente de entrada deben ser de cd pura, no obstante, el voltaje de salida y la corriente de entrada de un convertidor cd-cd práctico contienen armónicos o rizos como se muestra en las figuras 5.1b y c. El convertidor hala corriente de la fuente de cd sólo cuando el convertidor conecta la carga con la fuente de suministro y la corriente de entrada es discontinua.

La potencia de salida de cd es

$$P_{\text{cd}} = I_a V_a \tag{5.1}$$

donde V_a e I_a son el voltaje de carga y corriente de carga promedio

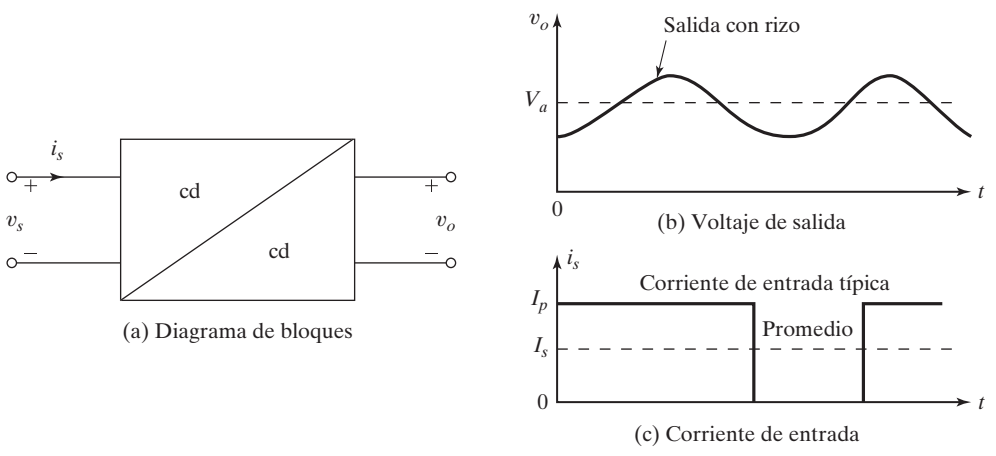


FIGURA 5.1

Relación de entrada y salida de un convertidor cd-cd.

La potencia de salida de ca es

$$P_{\text{ca}} = I_o V_o \tag{5.2}$$

donde V_o e I_o son el voltaje rms de carga y la corriente de carga.

La eficiencia del convertidor (no la eficiencia de potencia) es

$$\eta_c = \frac{P_{\text{cd}}}{P_{\text{ca}}} \tag{5.3}$$

El contenido de rizo rms del voltaje de salida es

$$V_r = \sqrt{V_o^2 - V_a^2} \tag{5.4}$$

El contenido de rizo rms de la corriente de entrada es

$$I_r = \sqrt{I_i^2 - I_s^2} \tag{5.5}$$

donde I_i e I_s son los valores rms y promedio de la corriente de suministro de cd.

El factor de rizo del voltaje de salida es

$$\text{RF}_o = \frac{V_r}{V_a} \tag{5.6}$$

El factor de rizo de la corriente de entrada es

$$\text{RF}_s = \frac{I_r}{I_s} \tag{5.7}$$

La eficiencia de potencia, la cual es la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada, dependerá de las pérdidas por conmutación, las cuales a su vez dependen de la frecuencia de conmutación del convertidor. La frecuencia de conmutación f debe ser alta para reducir los valores y tamaños de capacitancias e inductancias. El diseñador tiene que transigir sobre estos requerimientos conflictivos. Por lo general f_s es más alta que la audio frecuencia de 18 kHz.

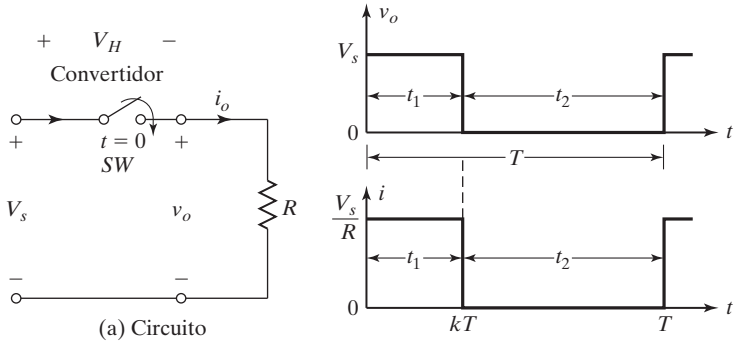
5.3 PRINCIPIO DE LA OPERACIÓN DE REDUCCIÓN

El principio de operación se puede explicar con la figura 5.2a. Cuando el interruptor SW, conocido como el troceador, se cierra durante un tiempo t_1, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si el interruptor permanece apagado durante un tiempo t_2, el voltaje a través de la carga es cero. En la figura 5.2b también se muestran las formas de onda del voltaje de salida y de la corriente de carga. El interruptor convertidor se puede implementar utilizando (1) un transistor de potencia de unión bipolar (BJT); (2) un transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metálico (MOSFET); (3) un tiristor de apagado por compuerta (GTO), o (4) un transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT). Los dispositivos prácticos tienen una caída de voltaje finita que va de 0.5 a 2 V, y por simplicidad omitiríamos las caídas de voltaje de estos dispositivos semiconductores de potencia.

El voltaje de salida promedio está dado por

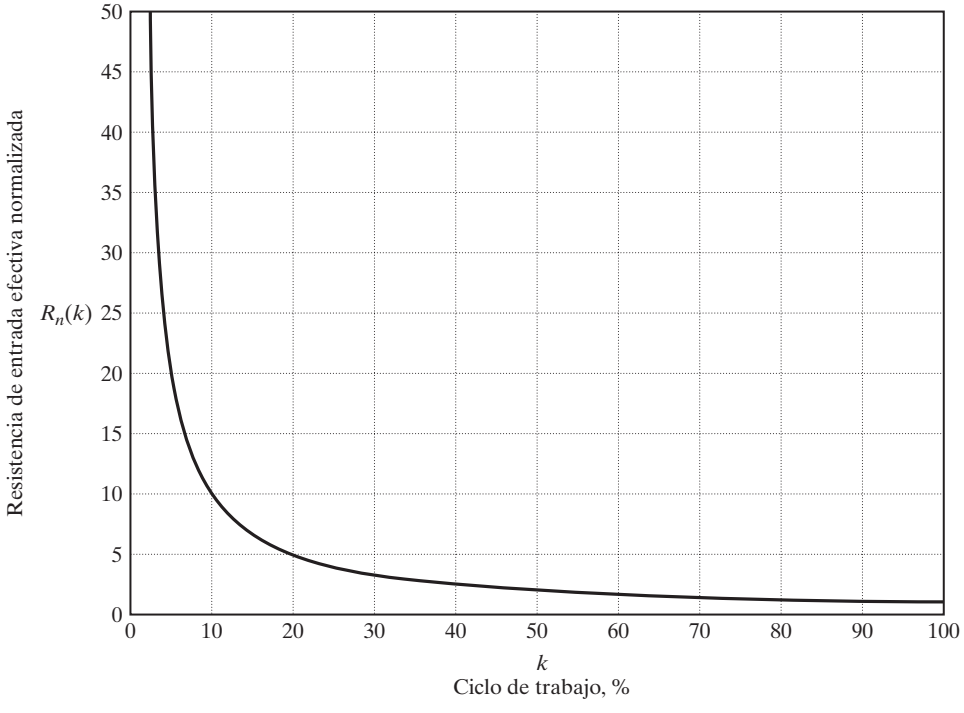
$$V_a = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} v_0\, dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \tag{5.8}$$

y la corriente de carga promedio es $I_a = V_a/R = kV_s/R$,



(a) Circuito

(b) Formas de onda



(c) Resistencia de entrada efectiva en función del ciclo de trabajo

FIGURA 5.2

Convertidor reductor con carga resistiva.

donde T es el periodo de troceado;
$k = t_1/T$ es el ciclo de trabajo del troceador;
f es la frecuencia de troceado

El valor rms del voltaje de salida se determina con

$$V_o = \left(\frac{1}{T}\int_0^{kT} v_0^2\, dt\right)^{1/2} = \sqrt{k}\, V_s \tag{5.9}$$

Suponiendo un convertidor sin pérdidas, la potencia de entrada al convertidor es igual a la potencia de salida y está dada por

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{kT} v_0 i\, dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{v_0^2}{R} dt = k\frac{V_s^2}{R} \tag{5.10}$$

La resistencia de entrada efectiva vista por la fuente es

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s/R} = \frac{R}{k} \tag{5.11}$$

la cual indica que el convertidor transforma la resistencia de entrada *Ri* en una resistencia variable *R*/*k*. En la figura 5.2c se muestra la variación de la resistencia de entrada normalizada en función del ciclo de trabajo. Observe que el interruptor de la figura 5.2 se podría implementar con un BJT, un MOSFET, un IGBT, o un GTO.

El ciclo de trabajo K se puede variar de 0 a 1 al modificar t_1, T, o f. Por consiguiente, el voltaje de salida V_o se puede variar de 0 a V_s al controlar k, y así se puede controlar el flujo de potencia.

1. *Operación a frecuencia constante*: la frecuencia del convertidor, o de conmutación f (o periodo de troceado T) se mantiene constante y se varía el tiempo de encendido t_1. El ancho del pulso se varía y este tipo de control se conoce como control de *modulación por ancho de pulso* (PWM).
2. *Operación a frecuencia variable*: la frecuencia de troceado o de conmutación f se hace variar. El tiempo de encendido t_1 o el tiempo de apagado t_2 se mantiene constante. A esto se le llama *modulación por frecuencia*. Se tiene que hacer que la frecuencia varíe dentro de un amplio rango para obtener el rango de voltaje de salida completo. Este tipo de control generaría armónicos a frecuencias impredecibles y se dificultaría el diseño del filtro.

Ejemplo 5.1 Cómo determinar el desempeño de un convertidor cd-cd

El convertidor cd de la figura 5.2a tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 220$ V. Cuando el interruptor convertidor permanece encendido, su caída de voltaje es $v_{ch} = 2$ V y la frecuencia de troceado es $f = 1$ kHz. Si el ciclo de trabajo es de 50%, determine (a) el voltaje de salida promedio V_o; (b) el voltaje rms de salida, V_o; (c) la eficiencia del convertidor; (d) la resistencia de entrada efectiva R_i del convertidor; (e) el factor de rizo del voltaje de salida RF_o, y (f) el valor rms del componente fundamental del voltaje armónico de salida.

Solución

$V_s = 220$ V, $k = 0.5$, $R = 10\ \Omega$, y $v_{ch} = 2$ V.

a. Con la ecuación (5.8), $V_a = 0.5 \times (220 - 2) = 109$ V

b. Con la ecuación (5.9), $V_o = \sqrt{0.5} \times (220 - 2) = 154.15$ V.

c. El voltaje de salida se calcula como sigue

$$P_o = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{v_0^2}{R} dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{(V_s - v_{ch})^2}{R} dt = k\frac{(V_s - v_{ch})^2}{R} \tag{5.12}$$

$$= 0.5 \times \frac{(220 - 2)^2}{10} = 2376.2\,\text{W}$$

La potencia de entrada al convertidor se calcula como sigue

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{kT} V_s i\, dt = \frac{1}{T}\int_0^{kT} \frac{V_s(V_s - v_{ch})}{R}\, dt = k\frac{V_s(V_s - v_{ch})}{R} \tag{5.13}$$
$$= 0.5 \times 220 \times \frac{220 - 2}{10} = 2398\,\text{W}$$

La eficiencia del convertidor es

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{2376.2}{2398} = 99.09\%$$

d. Con la ecuación (5.11),

$$R_i = V_s/I_a = V_s(V_a/R) = 220 \times (109/10) = 20.18\,\Omega$$

e. Sustituyendo V_a de la ecuación (5.8) y V_o de la ecuación (5.9) en la ecuación (5.6) se obtiene el factor de rizo como

$$\text{RF}_o = \frac{V_r}{V_a} = \sqrt{\frac{1}{k} - 1} \tag{5.14}$$
$$= \sqrt{1/0.5 - 1} = 100\,\%$$

f. El voltaje se salida como se muestra en la figura 5.2b se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_o(t) = kV_s + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_s}{n\pi} \operatorname{sen} 2n\pi k \cos 2n\pi ft \tag{5.15}$$
$$+ \frac{V_s}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty}(1 - \cos 2n\pi k) \operatorname{sen} 2n\pi ft$$

El componente fundamental (para $n = 1$) del armónico del voltaje de salida se calcula con la ecuación (5.15) como

$$v_1(t) = \frac{(V_s - v_{ch})}{\pi}[\operatorname{sen} 2\pi k \cos 2\pi ft + (1 - \cos 2\pi k)\operatorname{sen} 2\pi ft] \tag{5.16}$$
$$= \frac{(220 - 2) \times 2}{\pi} \operatorname{sen}(2\pi \times 1000t) = 138.78 \operatorname{sen}(6283.2t)$$

y su valor de la raíz cuadrada de la media de los cuadrados (rms) es $V_1 = 138.78/\sqrt{2} = 98.13\,\text{V}$.

Nota: el cálculo de eficiencia, el cual incluye la pérdida por conducción del convertidor, no toma en cuenta la pérdida por conmutación debido al encendido y apagado de los convertidores prácticos. La eficiencia de un convertidor práctico varía entre 92 y 99%.

Puntos clave de la sección 5.3

- Un troceador reductor, o convertidor de cd, que actúa como una carga de resistencia variable, puede producir un voltaje de salida de 0 a V_S.
- Aunque un convertidor de cd puede funcionar o a una frecuencia fija o a una frecuencia variable, lo común es que funcione a una frecuencia fija con un ciclo de trabajo variable.
- El voltaje de salida contiene armónicos y se requiere un filtro de cd para suavizar o alizar los rizos.

5.3.1 Generación del ciclo de trabajo

El ciclo de trabajo k se puede generar comparando una señal de referencia de cd v_r con una señal portadora en forma de diente de sierra v_{cr}. Esto se muestra en la figura 5.5, donde V_r es el valor pico de v_r y V_{cr} es el valor pico de v_{cr}. La señal de referencia v_r está dada por

$$v_r = \frac{V_r}{T}t \tag{5.17}$$

la cual debe ser igual a la señal portadora $v_{cr} = V_{cr}$ en kT. Es decir,

$$V_{cr} = \frac{V_r}{T}kT$$

la cual da el ciclo de trabajo k como

$$k = \frac{V_{cr}}{V_r} = M \tag{5.18}$$

donde M se conoce como *índice de modulación*. Al variar la señal portadora v_{cr} de 0 a V_{cr}, el ciclo de trabajo k se puede variar de 0 a 1.

El algoritmo para generar la señal excitación de compuerta es como sigue:

1. Genere una forma de onda triangular de periodo T como señal de referencia v_r y una señal portadora de cd v_{cr}.
2. Compare estas señales con un comparador para generar la diferencia $v_r - v_{cr}$ y luego un limitador duro para obtener un pulso de compuerta de onda cuadrada de ancho kT, la cual se debe aplicar al dispositivo de conmutación mediante un circuito aislador.
3. Cualquier variación de v_{cr} varía linealmente con el ciclo de trabajo k.

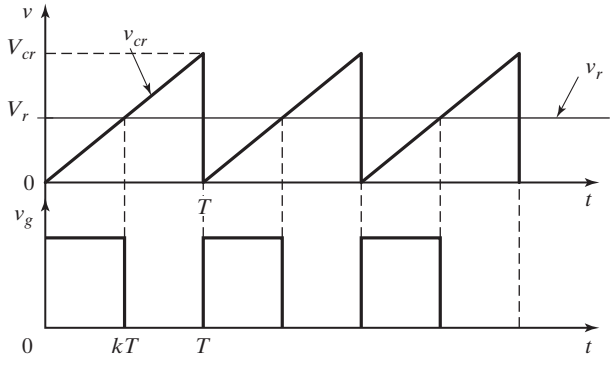


FIGURA 5.3

Comparación de una señal de referencia con una señal portadora.

5.4 CONVERTIDOR REDUCTOR CON CARGA *RL*

En la figura 5.4 se muestra un convertidor [1] con una carga *RL*. Su operación se divide en dos modos. Durante el modo 1 el convertidor se enciende y la corriente fluye de la fuente a la carga. Durante el modo 2 el convertidor se apaga y la corriente de carga continúa fluyendo a través de un diodo de conducción libre D_m. En la figura 5.5a se muestran los circuitos equivalentes de estos modos, y en la figura 5.5b se muestran la corriente de carga y las formas de onda del voltaje de salida, con la suposición de que la corriente de carga sube linealmente. Sin embargo, la corriente que fluye a través de una carga *RL* sube o cae exponencialmente con una constante de tiempo. La constante de tiempo de la carga ($\tau = L/R$) generalmente es mucho más alta que el periodo de conmutación *T*. Por consiguiente, la aproximación lineal es válida para muchas condiciones del circuito y se pueden derivar expresiones simplificadas con precisiones razonables.

La corriente de carga para el modo 1 se calcula como sigue

$$V_s = Ri_1 + L\frac{di_1}{dt} + E$$

la cual con la corriente inicial $i_1\,(t = 0) = I_1$ da la corriente de carga como

$$i_1(t) = I_1 e^{-tR/L} + \frac{V_s - E}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) \tag{5.19}$$

Este modo es válido dentro del rango $0 \le t \le t_1\,(= kT)$, y al final de este modo la corriente de carga es

$$i_1(t = t_1 = kT) = I_2 \tag{5.20}$$

La corriente de carga para el modo 2 se puede obtener de

$$0 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + E$$

Con la corriente inicial $i_2\,(t = 0) = I_2$ y redefiniendo el origen del tiempo (es decir, $t = 0$) al principio del modo 2, tenemos

$$i_2(t) = I_2 e^{-tR/L} - \frac{E}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right) \tag{5.21}$$

Este modo es válido dentro del rango $0 \le t \le t_2\,[=(1 - k)T]$. Al final de este modo la corriente de carga es

$$i_2(t = t_2) = I_3 \tag{5.22}$$

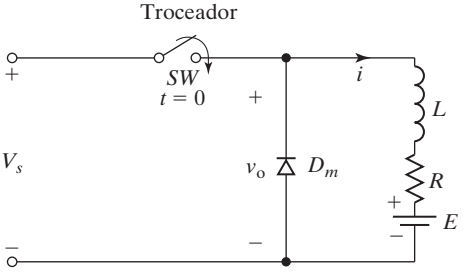


FIGURA 5.4
Convertidor cd con cargas *RL*.

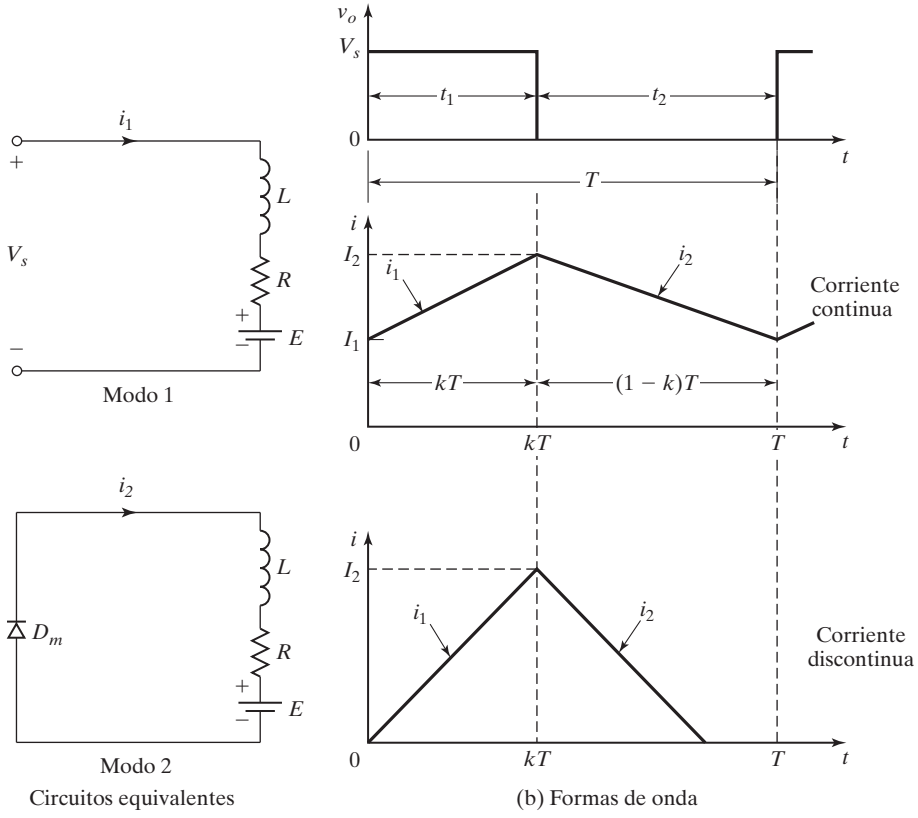


FIGURA 5.5

Circuitos equivalentes y formas de onda de las cargas *RL*.

Al final de modo 2 el convertidor se enciende una vez más en el siguiente ciclo después del tiempo $T = 1/f = t_1 + t_2$.

En condiciones estables o estacionarias, $I_1 = I_3$. La corriente rizada de carga pico a pico se determina de las ecuaciones (5.19) a (5.22). Con las ecuaciones (5.19) y (5.20), I_2 está dada por

$$I_2 = I_1 e^{-kTR/L} + \frac{V_s - E}{R}\left(1 - e^{-kTR/L}\right) \tag{5.23}$$

Con las ecuaciones (5.21) y (5.22), I_3 está dada por

$$I_3 = I_1 = I_2 e^{-(1-k)TR/L} - \frac{E}{R}\left(1 - e^{-(1-k)TR/L}\right) \tag{5.24}$$

Despejando I_1 e I_2 obtenemos

$$I_1 = \frac{V_S}{R}\left(\frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1}\right) - \frac{E}{R} \tag{5.25}$$

donde $z = \dfrac{TR}{L}$ es la relación del periodo de troceado o conmutación para la constante de tiempo de la carga.

$$I_2 = \frac{V_s}{R}\left(\frac{e^{-kz} - 1}{e^{-z} - 1}\right) - \frac{E}{R} \tag{5.26}$$

La corriente rizada pico a pico es

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

la cual después de las simplificaciones es

$$\Delta I = \frac{V_s}{R}\frac{1 - e^{-kz} + e^{-z} - e^{-(1-k)z}}{1 - e^{-z}} \tag{5.27}$$

La condición para rizado máximo,

$$\frac{d(\Delta I)}{dk} = 0 \tag{5.28}$$

da $e^{-kz} - e^{-(1-k)z} = 0$ o $-k = -(1-k)$ o $k = 0.5$. La corriente rizada pico a pico máxima (en $k = 0.5$) es

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{R}\tanh\frac{R}{4fL} \tag{5.29}$$

Para $4fL \gg R$, $\tanh\theta \approx \theta$ y la corriente rizada máxima se puede aproximar como

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_s}{4fL} \tag{5.30}$$

Nota: las ecuaciones (5.19) a (5.30) son válidas sólo para flujo de corriente continua. Para un tiempo inactivo particularmente largo a baja frecuencia y bajo voltaje de salida, la corriente puede ser discontinua. La corriente de carga sería continua si $L/R \gg T$ o $Lf \gg R$. En el caso de corriente de carga discontinua, $I_1 = 0$ y la ecuación (5.19) se vuelve

$$i_1(t) = \frac{V_s - E}{R}(1 - e^{-tR/L})$$

y la ecuación (5.21) es válida dentro del rango $0 \le t \le t_2$ de modo que $(t = t_2) = I_3 = I_1 = 0$, la cual da

$$t_2 = \frac{L}{R}\ln\left(1 + \frac{RI_2}{E}\right)$$

Puesto que $t = kT$, obtenemos

$$i_1(t) = I_2 = \frac{V_s - E}{R}\left(1 - e^{-kz}\right)$$

la cual después de sustituir I_2 se vuelve

$$t_2 = \frac{L}{R}\ln\left[1 + \left(\frac{V_s - E}{E}\right)\left(1 - e^{-kz}\right)\right]$$

Condición para corriente continua: para $I_1 \geq 0$, la ecuación (5.25) da

$$\left(\frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1} - \frac{E}{V_s}\right) \geq 0$$

la cual da el valor de la relación de la fuerza electromotriz (emf) $x = E/V_s$ como

$$x = \frac{E}{V_s} \leq \frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1} \tag{5.31}$$

Ejemplo 5.2 Cómo determinar las corrientes de un convertidor cd con una carga *RL*

Un convertidor alimenta una carga *RL* como se muestra en la figura 5.4 con $V_s = 220$ V, $R = 5\ \Omega$, $L = 7.5$ mH, $f = 1$ kHz, $k = 0.5$, y $E = 0$ V. Calcule (a) la corriente de carga instantánea mínima I_1; (b) la corriente de carga instantánea pico I_2; (c) La corriente rizada de carga pico a pico máxima; (d) el valor promedio de la corriente de carga I_a; (e) la corriente rms de carga I_o; (f) la resistencia de entrada efectiva R_i vista por la fuente; (g) la corriente rms troceadora I_R, y (h) el valor crítico de la inductancia de carga para corriente de carga continua. Use PSpice para trazar la gráfica de la corriente de carga, la corriente de suministro y la corriente a través del diodo de conducción libre.

Solución

$V_s = 220$ V, $R = 5\ \Omega$, $L = 7.5$ mH, $E = 0$ V, $k = 0.5$, y $f = 1000$ Hz. Según la ecuación (5.23), $I_2 = 0.7165I_1 + 12.473$ y según la ecuación (5.24), $I_1 = 0.716I_2 + 0$.

a. Al despejar estas dos ecuaciones el resultado es $I_1 = 18.37$ A.

b. $I_2 = 25.63$ A.

c. $\Delta I = I_2 - I_1 = 25.63 - 18.37 = 7.26$ A. Con la ecuación (5.29), $\Delta I_{\text{máx}} = 7.26$ A y la ecuación (5.30) da el valor aproximado, $\Delta I_{\text{máx}} = 7.33$ A.

d. La corriente de carga promedio es, aproximadamente,

$$I_a = \frac{I_2 + I_1}{2} = \frac{25.63 + 18.37}{2} = 22\,\text{A}$$

e. Suponiendo que la corriente de carga sube linealmente de I_1 a I_2, la corriente de carga instantánea se puede expresar como

$$i_1 = I_1 + \frac{\Delta I t}{kT} \quad \text{para } 0 < t < kT$$

El valor rms de la corriente de carga se determina a partir de

$$I_o = \left(\frac{1}{kT}\int_0^{kT} i_1^2\,dt\right)^{1/2} = \left[I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1)\right]^{1/2} \tag{5.32}$$

$$= 22.1\,\text{A}$$

f. La corriente de fuente promedio es

$$I_s = kI_a = 0.5 \times 22 = 11\ \text{A}$$

y la resistencia de entrada efectiva $R_i = V_s/I_s = 220/11 = 20\ \Omega$.

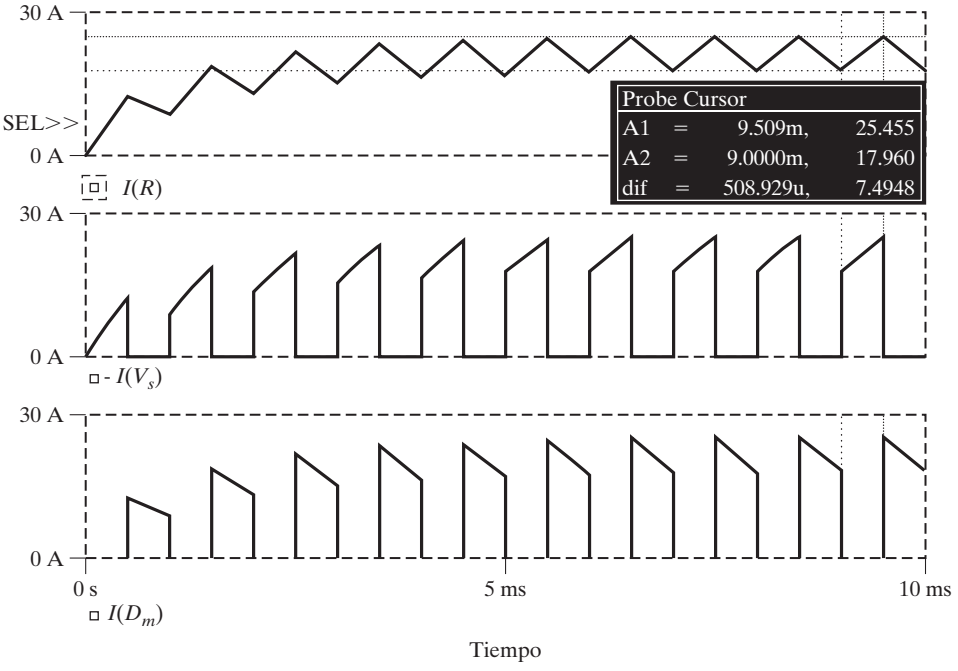


FIGURA 5.6

Gráficas SPICE de las corrientes de carga, de entrada y de diodo del ejemplo 5.2.

g. La corriente rms del convertidor se calcula a partir de

$$I_R = \left(\frac{1}{T}\int_0^{kT} i_1^2\,dt\right)^{1/2} = \sqrt{k}\left[I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + I_1(I_2 - I_1)\right]^{1/2} \tag{5.33}$$

$$= \sqrt{k}I_o = \sqrt{0.5} \times 22.1 = 15.63\,\text{A}$$

h. Podemos reescribir la ecuación (5.31) como

$$V_S\left(\frac{e^{kz} - 1}{e^z - 1}\right) = E$$

la cual después de la iteración da $z = TR/L = 52.5$ y $L = 5/52.5 = 0.096$ mH. Los resultados de la simulación con SPICE [32] se muestran en la figura 5.6, la cual muestra la corriente de carga $I(R)$, la corriente de alimentación $-I(V_s)$, y la corriente del diodo $I(D_m)$. Obtenemos $I_1 = 17.96$ A e $I_2 = 25.46$ A.

Ejemplo 5.3 Cómo determinar la inductancia de carga para limitar la corriente de rizo de la carga

El convertidor de la figura 5.4 tiene una resistencia de carga $R = 0.25\ \Omega$, un voltaje de entrada $V_s = 550$ V y un voltaje de batería $E = 0$ V. La corriente de carga promedio es $I_a = 200$ A y la frecuencia de troceado es $f = 250$ Hz. Use el voltaje de salida promedio para calcular la inductancia de carga L, que limitaría la corriente de rizo máxima de carga a 10% de I_a.

Solución

$V_s = 550$ V, $R = 0.25\ \Omega$, $E = 0$ V, $f = 250$ Hz, $T = 1/f = 0.004$ s y $\Delta i = 200 \times 0.1 = 20$ A. El voltaje de salida promedio $V_a = kV_s = RI_a$. El voltaje a través del inductor está dado por

$$L\frac{di}{dt} = V_s - RI_a = V_s - kV_s = V_s(1 - k)$$

Si se supone que la corriente de carga sube linealmente, $dt = t_1 = kT$ y $di = \Delta i$:

$$\Delta i = \frac{V_s(1 - k)}{L}kT$$

Para las condiciones de rizo en el peor de los casos,

$$\frac{d(\Delta i)}{dk} = 0$$

Ésta da $k = 0.5$ y

$$\Delta i\, L = 20 \times L = 550(1 - 0.5) \times 0.5 \times 0.004$$

y el valor requerido de la inductancia es $L = 27.5$ mH.

Nota: con $\Delta I = 20$ A, la ecuación (5.27) da $z = 0.036$ y $L = 27.194$ mH.

Puntos clave de la sección 5.4

- Una carga inductiva puede hacer que la corriente de carga sea continua. Sin embargo, el valor crítico de la inductancia, el cual se requiere para corriente continua, está influenciado por la relación emf de la carga. El rizo de la corriente de carga pico a pico llega al máximo en $k = 0.5$.

5.5 PRINCIPIO DE LA OPERACIÓN DE ELEVACIÓN

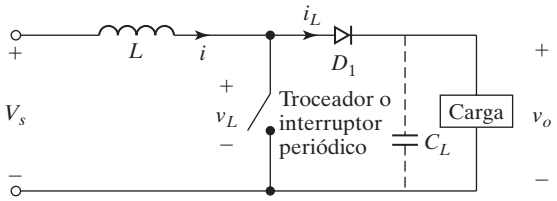
Se puede utilizar un convertidor para elevar un voltaje de cd y en la figura 5.7a se muestra un arreglo para la operación de elevación. Cuando el interruptor SW se cierra durante el tiempo t_1, la corriente en el inductor se eleva y la energía se almacena en el inductor L. Si el interruptor se abre durante el tiempo t_2, la energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga a través del diodo D_1 y la corriente del inductor cae. Si se supone un flujo de corriente continuo, la forma de onda de la corriente en el inductor se muestra en la figura 5.7b.

Cuando el convertidor se enciende, el voltaje a través del inductor es

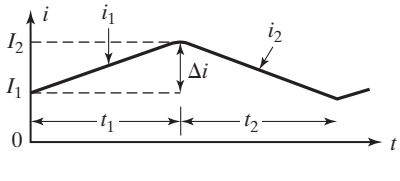
$$v_L = L\frac{di}{dt}$$

y éste da la corriente de rizo pico a pico en el inductor como

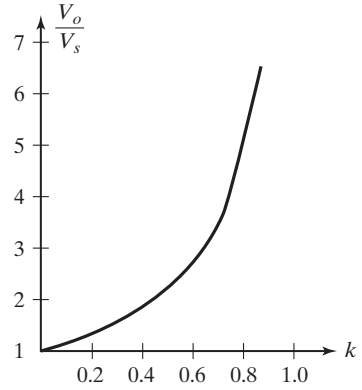
$$\Delta I = \frac{V_s}{L}t_1 \tag{5.34}$$



(a) Arreglo de elevación



(b) Forma de onda de la corriente



(c) Voltaje de salida

FIGURA 5.7

Arreglo para la operación de elevación.

El voltaje de salida promedio es

$$v_o = V_s + L\frac{\Delta I}{t_2} = V_s\left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right) = V_s\frac{1}{1 - k} \tag{5.35}$$

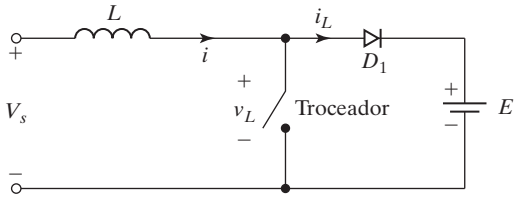
Si se conecta un capacitor grande C_L a través de la carga como se muestra con las líneas de rayas en la figura 5.7a, el voltaje de salida es continuo y v_o se convierte en el valor promedio V_a. Por la ecuación (5.35) podemos notar que el voltaje a través de la carga se puede elevar variando el ciclo de trabajo k y el voltaje de salida mínimo es V_s cuando $k = 0$. Sin embargo, el convertidor no se puede encender de manera continua de modo que $k = 1$. Para valores de k que tienden a la unidad, el voltaje de salida llega a ser muy grande y es muy sensible a los cambios de k, como se muestra en la figura 5.7c.

Este principio se puede aplicar a la transferencia de energía de una fuente de voltaje a otra como se muestra en la figura 5.8a. Los circuitos equivalentes de los modos de operación aparecen en la figura 5.8b y las formas de onda de la corriente en la figura 5.8c. La corriente del inductor en el modo 1 está dada por

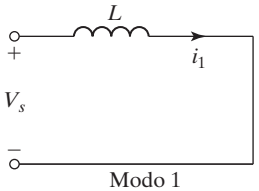
$$V_s = L\frac{di_1}{dt}$$

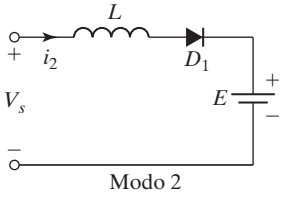
y se expresa como

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L}t + I_1 \tag{5.36}$$

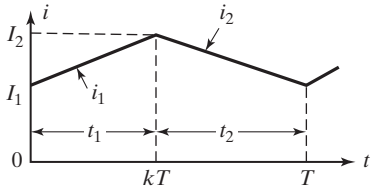


(a) Diagrama del circuito





(b) Circuitos equivalentes



(c) Formas de onda de la corriente

FIGURA 5.8

Arreglo para transferencia de energía.

donde I_1 es la corriente inicial para el modo 1. Durante el mode 1, la corriente debe subir y la condición necesaria es,

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \quad \text{o} \quad V_s > 0$$

La corriente para el modo 2 está dada por

$$V_s = L\frac{di_2}{dt} + E$$

y se despeja como

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L}t + I_2 \tag{5.37}$$

donde I_2 es la corriente inicial para el modo 2. Para un sistema estable, la corriente debe caer y la condición es

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \quad \text{o} \quad V_s < E$$

Si esta condición no se satisface, la corriente en el inductor continúa subiendo y se presenta una situación inestable. Por consiguiente, las condiciones para la transferencia de potencia controlable son

$$0 < V_s < E \tag{5.38}$$

La ecuación (5.38) indica que el voltaje de fuente V_s debe ser menor que el voltaje E para permitir la transferencia de potencia de una fuente fija (o variable) a un voltaje fijo de cd. En el frenado eléctrico de motores de cd, cuando éstos funcionan como generadores de cd, el voltaje terminal cae a medida que la velocidad de la máquina se reduce. El convertidor permite transferir potencia a una fuente de cd fija o reóstato.

Cuando el convertidor se enciende, la energía se transfiere de la fuente V_s al inductor L. Si luego se apaga el convertidor, una parte de la energía almacenada en el inductor se transfiere a la batería E.

Nota: sin la acción de interrupción periódica, v_s debe ser mayor que E para transferir potencia de V_s a E.

Puntos clave de la sección 5.5

- Un convertidor elevador de cd puede producir un voltaje de salida más alto que el de entrada. La corriente de entrada se puede transferir a una fuente de voltaje más alto que el voltaje de entrada.

5.6 CONVERTIDOR ELEVADOR CON UNA CARGA RESISTIVA

En la figura 5.9a se muestra un convertidor elevador con una carga resistiva. Cuando el interruptor S_1 se cierra, la corriente se eleva a través de L y del interruptor. El circuito equivalente durante el modo 1 se muestra en la figura 5.9b y la corriente se describe por

$$V_s = L\frac{d}{dt}i_1$$

la cual con la corriente inicial I_1 da

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L}t + I_1 \tag{5.39}$$

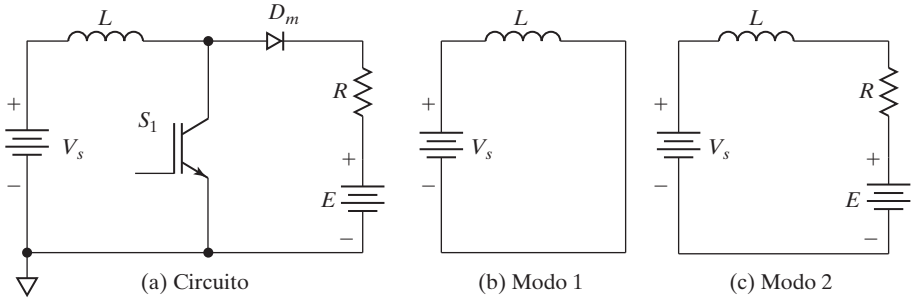


FIGURA 5.9

Convertidor elevador con una carga resistiva.

la cual es válida para $0 \le t \le kT$. Al final del modo 1 en $t = kT$.

$$I_2 = i_1(t = kT) = \frac{V_s}{L}kT + I_1 \tag{5.40}$$

Cuando el interruptor S_1 se abre, la corriente del inductor fluye a través de la carga RL.

El circuito equivalente se muestra en la figura 5.9c y la corriente durante el modo 2 la describe

$$V_s = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + E$$

la cual para una corriente inicial I_2 da

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{R}\left(1 - e^{\frac{-tR}{L}}\right) + I_2 e^{\frac{-tR}{L}} \tag{5.41}$$

que es válida para $0 \le t \le (1 - k)T$. Al final del modo 2 en $t = (1 - k)T$,

$$I_1 = i_2[t = (1 - k)T] = \frac{V_s - E}{R}\left[1 - e^{-(1-k)z}\right] + I_2 e^{-(1-k)z} \tag{5.42}$$

donde $z = TR/L$. Si despejamos las ecuaciones (5.40) y (5.42) para I_1 e I_2, obtenemos

$$I_1 = \frac{V_s kz}{R}\frac{e^{-(1-k)z}}{1 - e^{-(1-k)z}} + \frac{V_s - E}{R} \tag{5.43}$$

$$I_2 = \frac{V_s kz}{R}\frac{1}{1 - e^{-(1-k)z}} + \frac{V_s - E}{R} \tag{5.44}$$

La corriente de rizo está dada por

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_s}{R}kT \tag{5.45}$$

Estas ecuaciones son válidas para $E \le V_s$. Si $E \ge V_s$ y el interruptor S_1 del convertidor se abre, el inductor transfiere su energía almacenada a través de R a la fuente y la corriente del inductor es discontinua.

Ejemplo 5.4 Cómo determinar las corrientes de un convertidor de cd elevador

El convertidor elevador de la figura 5.9a tiene $V_s = 10$ V, $f = 1$ kHz, $R = 5\ \Omega$, $L = 6.5$ mH, E = 0 V, y $k = 0.5$. Determine I_1, I_2 y ΔI. Use SPICE para calcular estos valores y trace la gráfica de la corriente de la carga, el diodo y el interruptor.

Solución

Las ecuaciones (5.43) y (5.44) dan $I_1 = 3.64$ A (3.36 A de SPICE) e $I_2 = 4.4$ A (4.15 A de SPICE). Las gráficas de la corriente de carga $I(L)$, la corriente del diodo $I(D_m)$, y la corriente del interruptor $IC(Q_1)$ se muestran en la figura 5.10.

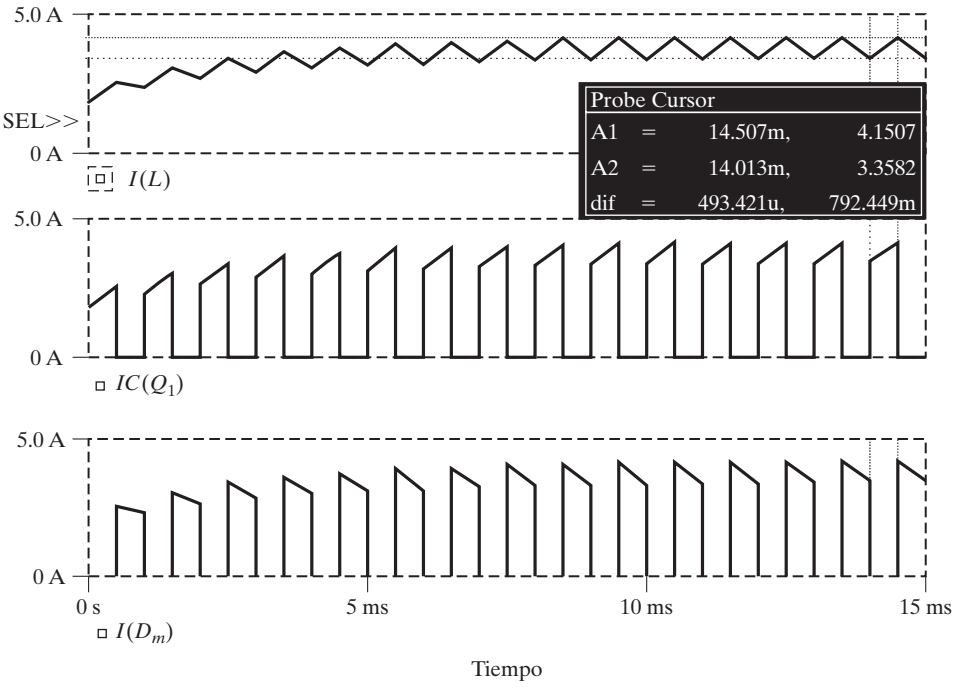


FIGURA 5.10

Gráficas obtenidas con SPICE de la corriente de carga, de entrada y de diodo del ejemplo 5.4.

Puntos clave de la sección 5.6

- Con una carga resistiva la corriente y el voltaje de carga son pulsantes. Se necesita un filtro en la salida para atenuar el voltaje de salida.

5.7 PARÁMETROS QUE LIMITAN LA FRECUENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia requieren un tiempo mínimo para encenderse y apagarse. Por consiguiente, el ciclo de trabajo k se puede controlar sólo entre un valor mínimo $k_{\text{mín}}$ y un valor máximo $k_{\text{máx}}$, limitando así el valor mínimo y máximo del voltaje de salida. También se limita la frecuencia de conmutación del convertidor. Según la ecuación (5.30) la corriente de rizo de la carga depende inversamente de la frecuencia de troceado f. La frecuencia debe ser lo más alta posible para reducir la corriente de rizo de la carga y para minimizar el tamaño de cualquier inductor adicional en el circuito de carga.

Los parámetros que limitan la frecuencia de los convertidores reductores y elevadores son los siguientes:

La corriente de rizo del inductor, ΔI_L.

La frecuencia de conmutación máxima, $f_{\text{máx}}$.

La condición para corriente continua o discontinua del inductor.

El valor mínimo del inductor para mantener la corriente continua a través de él.

El contenido de rizo del voltaje y corriente de salida, también conocido como contenido armónico total (THD).

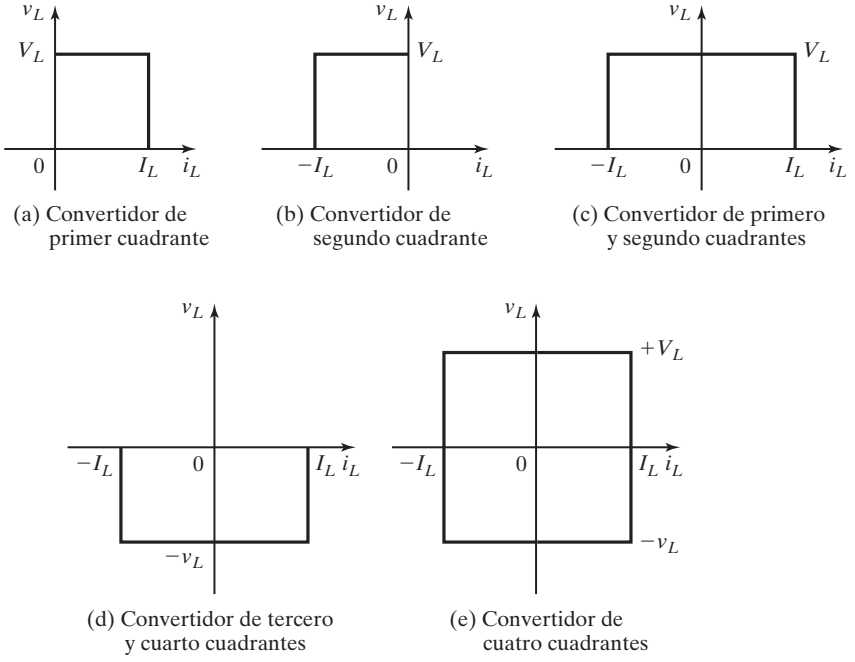
El contenido de rizo de la corriente de entrada, THD.

5.8 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES

El convertidor reductor de la figura 5.2a sólo permite el flujo de potencia de la base a la carga, y se le conoce como convertidor de primer cuadrante. Al conectar un diodo en antiparalelo a través de un interruptor transistor se permite que fluya una corriente bidireccional que funciona en dos cuadrantes. Al invertir la polaridad del voltaje a través de la carga se da un voltaje bidireccional. Según las direcciones de los flujos de corriente y voltaje, los convertidores de cd se clasifican en los cinco tipos siguientes:

1. Convertidor de primer cuadrante
2. Convertidor de segundo cuadrante
3. Convertidor de primero y segundo cuadrantes
4. Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes
5. Convertidor de cuarto cuadrante

Convertidor de primer cuadrante. La corriente de la carga fluye hacia la carga. Tanto el voltaje de carga como la corriente de carga son positivos, como se muestra en la figura 5.1a.



(a) Convertidor de primer cuadrante

(b) Convertidor de segundo cuadrante

(c) Convertidor de primero y segundo cuadrantes

(d) Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes

(e) Convertidor de cuatro cuadrantes

FIGURA 5.11

Clasificación de los convertidores de cd.

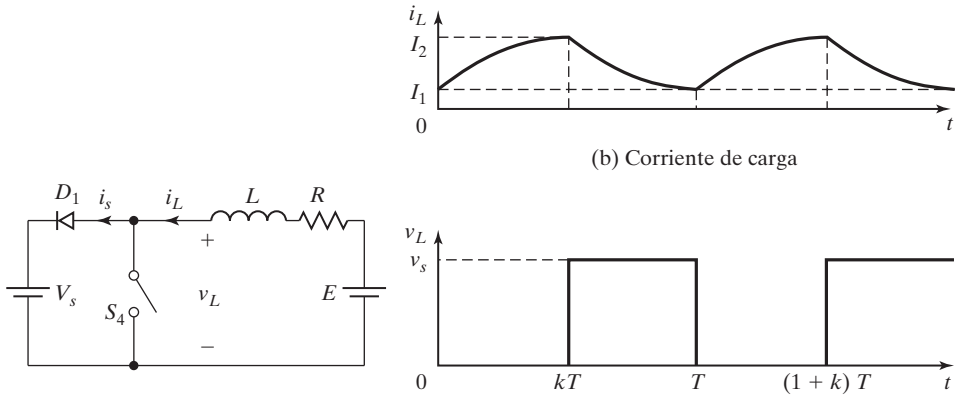


FIGURA 5.12

Convertidor de segundo cuadrante.

Éste es un convertidor de un solo cuadrante y se dice que funciona como rectificador. Para evaluar el desempeño de un convertidor de primer cuadrante se pueden aplicar las ecuaciones de las secciones 5.3 y 5.4.

Convertidor de segundo cuadrante. La corriente de carga fluye hacia fuera de la carga. El voltaje de carga es positivo pero la corriente de carga es negativa, como se muestra en la figura 5.11b. Éste también es un convertidor de un solo cuadrante, pero funciona en el segundo cuadrante y se dice que funciona como inversor. En la figura 5.12a se muestra un convertidor de segundo cuadrante, donde la batería E forma parte de la carga y puede ser la fuerza contraelectromotriz de un motor de cd.

Cuando el interruptor S_4 se activa, el voltaje E impulsa la corriente a través del inductor L y el voltaje de carga v_L se vuelve cero. El voltaje instantáneo de carga v_L y la corriente de carga i_L se muestran en la figura 5.12b y 5.12c, respectivamente. La corriente i_L, que sube, se describe como

$$0 = L\frac{di_L}{dt} + Ri_L - E$$

la cual, con la condición inicial $i_L(t = 0) = I_1$, da

$$i_L = I_1 e^{-(R/L)t} + \frac{E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \quad \text{para } 0 \le t \le kT \tag{5.46}$$

Con $t = t_1$

$$i_L(t = t_1 = kT) = I_2 \tag{5.47}$$

Cuando el interruptor S_4 se desactiva, una parte de la energía almacenada en el inductor L regresa a la fuente V_s vía el diodo D_1. La corriente de carga i_L cae. Si se redefine el origen del tiempo $t = 0$, la siguiente ecuación describe la corriente de carga i_L

$$-V_s = L\frac{di_L}{dt} + Ri_L - E$$

la cual, con la condición inicial $i(t = t_2) = I_2$, da

$$i_L = I_2 e^{-(R/L)t} + \frac{-V_s + E}{R}(1 - e^{-(R/L)t}) \quad \text{para } 0 \le t \le t_2 \tag{5.48}$$

donde $t_2 = (1 - k)T$. Con $t = t_2$,

$$\begin{aligned} i_L(t = t_2) &= I_L \text{ para corriente continua estable} \\ &= 0 \text{ para corriente discontinua estable} \end{aligned} \tag{5.49}$$

Si utilizamos las condiciones limitantes en las ecuaciones (5.47) y (5.49), podemos despejar I_1 e I_2 como

$$I_1 = \frac{-V_S}{R}\left[\frac{1 - e^{-(1-k)z}}{1 - e^{-z}}\right] + \frac{E}{R} \tag{5.50}$$

$$I_2 = \frac{-V_S}{R}\left(\frac{e^{-kz} - e^{-z}}{1 - e^{-z}}\right) + \frac{E}{R} \tag{5.51}$$

donde $z = TR/L$.

Convertidor de primero y segundo cuadrantes. La corriente de carga es positiva o negativa, como se muestra en la figura 5.11c. El voltaje de carga siempre es positivo. Esto se conoce como *convertidor de dos cuadrantes*. Los convertidores de primero y segundo cuadrantes se pueden combinar para formarlo, como se muestra en la figura 5.13. S_1 y D_4 funcionan como un convertidor de primer cuadrante. S_4 y D_1 funcionan como un convertidor de segundo cuadrante. Es muy importante asegurarse de que los dos interruptores no se disparen al mismo tiempo; de lo contrario, la fuente V_s se pone en cortocircuito. Este tipo de convertidor puede funcionar como rectificador o como inversor.

Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes. En la figura 5.14 se muestra este circuito. El voltaje de carga siempre es negativo. La corriente de carga es positiva o negativa, como se muestra en la figura 5.11d. S_3 y D_2 funcionan para producir tanto un voltaje negativo como una corriente de carga. Cuando S_3 se cierra, a través de la carga fluye una corriente negativa. Cuando S_3 se abre, la corriente de carga circula libremente a través del diodo D_2. S_2 y D_3 funcionan para producir un voltaje negativo y una corriente de carga positiva. Cuando S_2 se cierra, fluye una corriente de carga positiva. Cuando S_2 se abre, la corriente de carga circula libremente a través del diodo D_3. Es importante señalar que la polaridad de E debe invertirse para que este circuito produzca un voltaje negativo y una corriente positiva. Éste es un convertidor negativo de dos cuadrantes, el cual también puede funcionar como rectificador o como inversor.

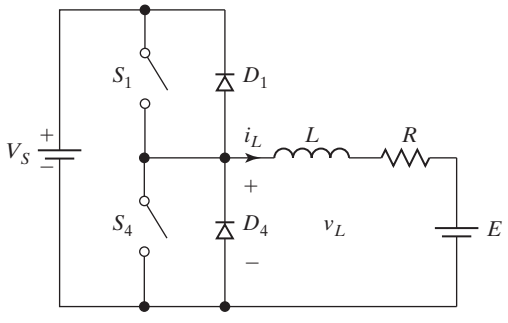


FIGURA 5.13
Convertidor de primero y segundo cuadrantes.

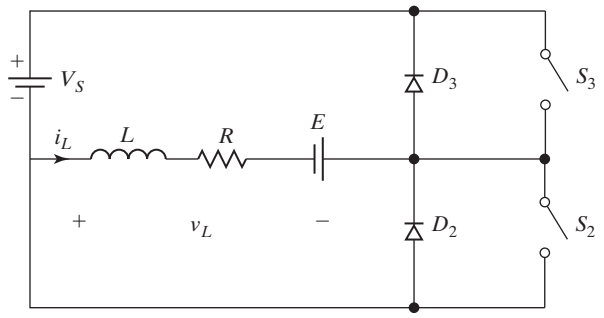
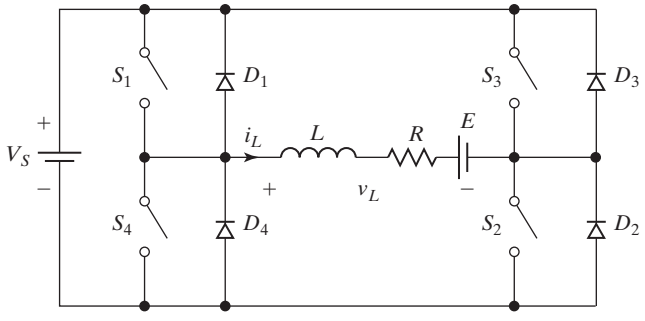


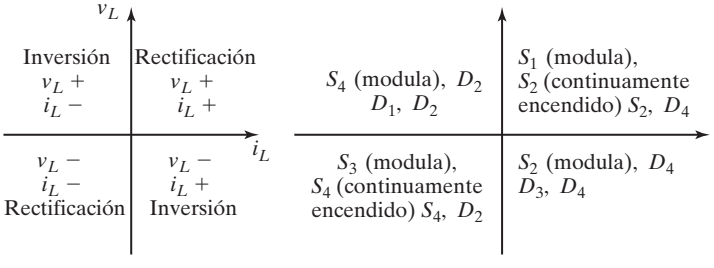
FIGURA 5.14
Convertidor de tercero y cuarto cuadrantes.

Convertidor de cuatro cuadrantes [2]. La corriente de carga es positiva o negativa, como se muestra en la figura 5.11e. El voltaje de carga también es positivo o negativo. Un convertidor de primero y segundo cuadrantes y un convertidor de tercero y cuarto cuadrantes se pueden combinar para formar el convertidor de cuatro cuadrantes, como se muestra en la figura 5.15a. En la figura 5.15b se muestran las polaridades del voltaje de carga y de las corrientes de carga. La figura 5.15c muestra los dispositivos que funcionan en diferentes cuadrantes. Para funcionar en el cuarto cuadrante se debe invertir la dirección de la batería E. Este convertidor forma la base para el inversor monofásico en configuración de puente completo de la sección 6.4.

Para una carga inductiva con una fuerza electromotriz (E) como la de una motor de cd, el convertidor de cuatro cuadrantes puede controlar el flujo de potencia y la velocidad del motor



(a) Circuito



(b) Polaridades (c) Dispositivos que conducen

FIGURA 5.15
Convertidor de cuatro cuadrantes.

en la dirección directa (v_L positivo e i_L positiva), frenado regenerativo en sentido directo (v_L positivo e i_L negativa), dirección inversa (v_L negativo e i_L negativa), y frenado regenerativo en sentido inverso (v_L negativo e i_L positiva).

Puntos clave de la sección 5.8

- Con un control de conmutación apropiado, el convertidor de cuatro cuadrantes puede funcionar y controlar el flujo en cualquiera de los cuatro cuadrantes. Para funcionar en el tercero y cuarto cuadrantes, la dirección de la fuerza electromotriz E de la carga debe invertirse internamente.

5.9 REGULADORES EN MODO DE CONMUTACIÓN

Los convertidores de cd se pueden utilizar como reguladores en modo de conmutación para convertir un voltaje de cd, normalmente no regulado, en un voltaje de cd de salida regulado. Normalmente la regulación se logra por la PWM (modulación por ancho de pulso) a una frecuencia fija, y el dispositivo conmutador suele ser un BJT, un MOSFET o un IGBT. En la figura 5.16 se muestran los elementos de reguladores en modo de conmutación. Observemos en la figura 5.2b que la salida de convertidores de cd con carga resistiva es discontinua y contiene armónicos. El contenido de rizo normalmente se reduce con un filtro LC.

Los reguladores de conmutación se pueden comprar como circuitos integrados. El diseñador puede seleccionar la frecuencia de conmutación eligiendo los valores de R y C del oscilador de frecuencia. Como norma general, para maximizar la eficiencia, el periodo mínimo del oscilador debe ser aproximadamente 100 veces más largo que el tiempo de conmutación del transistor; por ejemplo, si el tiempo de conmutación de un transistor fuera de 0.5 μs, el periodo del oscilador sería de 50 μs, el cual produce la frecuencia máxima del oscilador de 20 kHz. Esta limitación se debe a una pérdida por conmutación en el transistor. La pérdida por conmutación en el transistor se incrementa con la frecuencia de conmutación, y como resultado la eficiencia se reduce. Además, la pérdida en el núcleo de los inductores limita el funcionamiento a alta frecuencia. El voltaje de control v_c se obtiene comparando el voltaje de salida con su valor deseado. El v_{cr} se puede comparar con un voltaje en diente de sierra v_r para generar la señal de control de PWM para el convertidor de cd. Hay cuatro topologías básicas de los reguladores de conmutación [33, 34]:

1. Reguladores reductores (buck)
2. Reguladores elevadores (boost)
3. Reguladores reductores-elevadores (buck-boost)
4. Reguladores Cúk

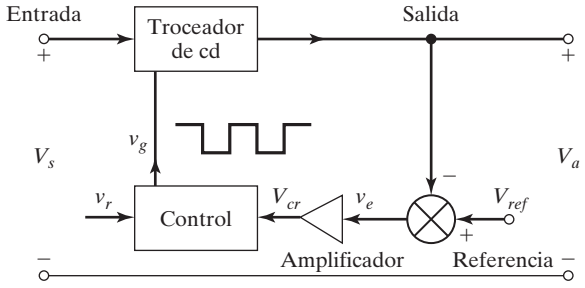


FIGURA 5.16
Elementos de reguladores en modo de conmutación.

5.9.1 Reguladores reductores

En un regulador reductor el voltaje de salida promedio V_a es menor que el voltaje de entrada V_s, de ahí el nombre de "reductor", un regulador muy aceptado [6, 7]. En la figura 5.17a se muestra el diagrama del circuito de un regulador reductor que utiliza un BJT de potencia y se parece a un convertidor reductor. El transistor Q_1 actúa como interruptor controlado y el diodo D_m es un interruptor no controlado. Funcionan como dos conmutadores unipolares de una vía (SPST) bidireccionales. A veces el circuito de la figura 5.17a se representa por dos interruptores como se muestra en la figura 5.17b. El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 se inicia cuando el interruptor Q_1 se activa en el instante $t = 0$. La corriente de entrada, la cual sube, fluye a través del inductor filtro L, el capacitor filtro C y el resistor de carga R. El modo 2 empieza cuando el transistor Q_1 se desactiva en el instante $t = t_1$. El diodo de conducción libre D_m conduce debido a la energía almacenada en el inductor, y la corriente a través de éste continúa fluyendo a través de L, C, la carga, y el diodo D_m. La corriente del inductor cae hasta que el transistor Q_1 se enciende otra vez en el siguiente ciclo. Los circuitos equivalentes de los modos de operación se muestran en la figura 5.17c. Las formas de onda de los voltajes y corrientes se muestran en la figura 5.17d para un flujo de corriente continuo en el inductor L. Se supone que la corriente sube y cae linealmente. En circuitos prácticos, el interruptor tiene una resistencia finita no lineal. Su efecto suele ser insignificante en la mayoría de las aplicaciones. Dependiendo de la frecuencia de conmutación, la inductancia y capacitancia del filtro, la corriente del inductor podría ser discontinua.

El voltaje a través del inductor L es, por lo general,

$$e_L = L\frac{di}{dt}$$

Suponiendo que la corriente del inductor sube linealmente de I_1 a I_2 en el tiempo t_1,

$$V_s - V_a = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1} \tag{5.52}$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I\, L}{V_s - V_a} \tag{5.53}$$

y la corriente del inductor cae linealmente de I_2 a I_1 en el tiempo t_2,

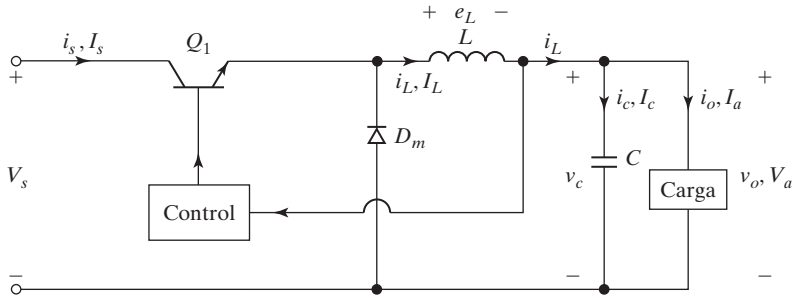
$$-V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \tag{5.54}$$

o

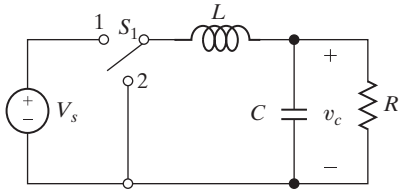
$$t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_a} \tag{5.55}$$

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de rizo pico a pico del inductor L. Si igualamos el valor de ΔI en las ecuaciones (5.52) y (5.54) nos da

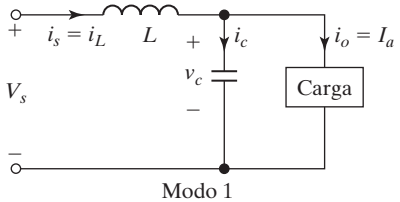
$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)\, t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L}$$



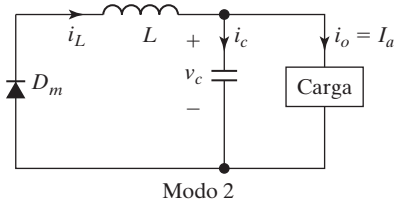
(a) Diagrama del circuito



(b) Representación del interruptor

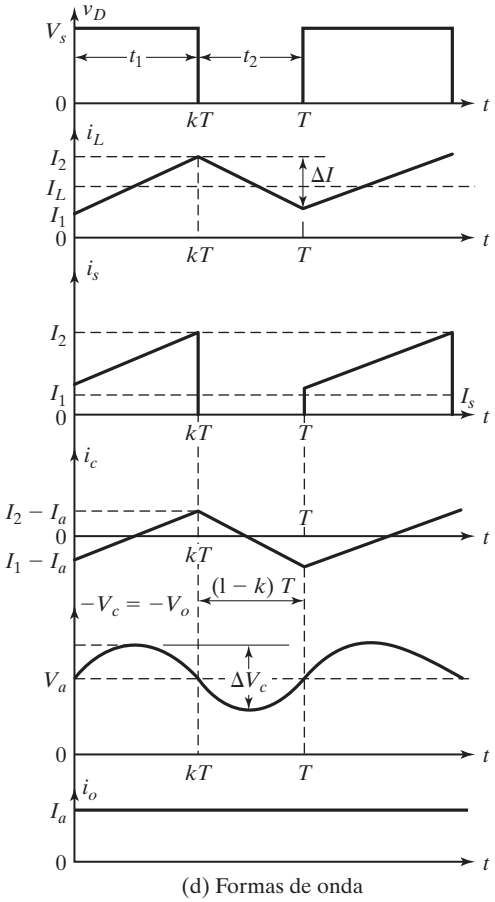


Modo 1



Modo 2

(c) Circuitos equivalentes



(d) Formas de onda

FIGURA 5.17

Regulador reductor con i_L continua.

Sustituyendo $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ se obtiene el voltaje de salida promedio como

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \tag{5.56}$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas, $V_sI_s = V_aI_a = kV_sI_a$ y la corriente de entrada promedio

$$I_s = kI_a \tag{5.57}$$

Corriente de rizo pico a pico del inductor. El periodo de conmutación T se puede expresar como

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I\, L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I\, L}{V_a} = \frac{\Delta I\, LV_s}{V_a(V_s - V_a)} \tag{5.58}$$

la cual da la corriente de rizo pico a pico como

$$\Delta I = \frac{V_a(V_s - V_a)}{fLV_s} \tag{5.59}$$

o

$$\Delta I = \frac{V_sk(1 - k)}{fL} \tag{5.60}$$

Voltaje de rizo pico a pico del capacitor. Aplicando la ley de la corriente de Kirchhoff podemos escribir la corriente del inductor i_L como

$$i_L = i_c + i_o$$

Si suponemos que la corriente de rizo de la carga Δi_o es muy pequeña e insignificante, $\Delta i_L = \Delta i_c$. La corriente promedio del capacitor, que penetra durante $t_1/2 + t_2/2 = T/2$ es

$$I_c = \frac{\Delta I}{4}$$

El voltaje del capacitor se expresa como

$$v_c = \frac{1}{C}\int i_c\, dt + v_c(t = 0)$$

y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C}\int_0^{T/2}\frac{\Delta I}{4}\, dt = \frac{\Delta I\, T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \tag{5.61}$$

Sustituyendo el valor de ΔI de la ecuación (5.59) o (5.60) en la ecuación (5.61) se obtiene

$$\Delta V_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8LCf^2V_s} \tag{5.62}$$

o

$$\Delta V_c = \frac{V_sk(1 - k)}{8LCf^2} \tag{5.63}$$

Condición para corriente continua del inductor y voltaje continuo del capacitor. Si I_L es la corriente promedio del inductor, su corriente de rizo es $\Delta I = 2I_L$.

Con las ecuaciones (5.56) y (5.60), obtenemos

$$\frac{V_S(1 - k)k}{fL} = 2I_L = 2I_a = \frac{2kV_s}{R}$$

la cual da el valor crítico del inductor L_c como

$$L_c = L = \frac{(1 - k)R}{2f} \tag{5.64}$$

Si V_c es el voltaje promedio del capacitor, su voltaje de rizo es $\Delta V_c = 2V_a$. Con las ecuaciones (5.56) y (5.63) obtenemos

$$\frac{V_s(1 - k)k}{8LCf^2} = 2V_a = 2kV_s$$

la cual da el valor crítico del capacitor C_c como

$$C_c = C = \frac{1 - k}{16Lf^2} \tag{5.65}$$

El regulador reductor requiere sólo un transistor, es simple y su eficiencia es alta, de más de 90%. El inductor L limita la di/dt de la corriente de carga. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y normalmente se requiere un filtro de entrada de suavización. Proporciona un voltaje de salida unipolar y una corriente de salida unidireccional. Requiere un circuito de protección en caso de un posible cortocircuito a través de la trayectoria del diodo.

Ejemplo 5.5 Cómo determinar los valores del filtro *LC* para el regulador reductor

El regulador reductor de la figura 5.17a tiene un voltaje de entrada $V_s = 12$ V. El voltaje de salida promedio requerido es $V_a = 5$ V con $R = 500\ \Omega$ y el voltaje de rizo de salida pico a pico es de 20 mV. La frecuencia de conmutación es de 25 kHz. Si la corriente de rizo pico a pico del inductor se limita a 0.8 A, determine (a) el ciclo de trabajo k; (b) la inductancia del filtro L; (c) el capacitor C del filtro, y (d) los valores críticos de L y C.

Solución

$V_s = 12$ V, $\Delta V_c = 20$ mV, $\Delta I - 0.8$ A, $f = 25$ kHz, y $V_a = 5$ V.

a. Según la ecuación (5.56), $V_a = kV_s$ y $k = V_a/V_s = 5/12 = 0.4167 = 41.67\%$.

b. Con la ecuación (5.59),

$$L = \frac{5(12 - 5)}{0.8 \times 25{,}000 \times 12} = 145.83\ \mu\text{H}$$

c. Con la ecuación (5.61),

$$C = \frac{0.8}{8 \times 20 \times 10^{-3} \times 25{,}000} = 200\ \mu\text{F}$$

d. Con la ecuación (5.64) obtenemos $L_c = \dfrac{(1 - k)R}{2f} = \dfrac{(1 - 0.4167) \times 500}{2 \times 25 \times 10^3} = 5.83\,\text{mH}$

e. Con la ecuación (5.65) obtenemos $C_c = \dfrac{1 - k}{16Lf^2} = \dfrac{1 - 0.4167}{16 \times 145.83 \times 10^{-6} \times (25 \times 10^3)^2} = 0.4\,\mu\text{F}$

5.9.2 Reguladores elevadores

En un regulador elevador [8,9] el voltaje de salida es mayor que el de entrada; de ahí el nombre de "elevador". En la figura 5.18a se muestra un regulador elevador que utiliza un MOSFET de potencia. El transistor M_1 actúa como un interruptor controlado y el diodo D_m es un interruptor no controlado. A menudo el circuito de la figura 5.18a se representa mediante dos interruptores como se muestra en la figura 5.18b. El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el transistor M_1 se activa en el tiempo $t = 0$. La corriente de entrada, la cual sube, fluye a través del inductor L y el transistor Q_1. El modo 2 comienza cuando el transistor M_1 se desactiva en el tiempo $t = t_1$. La corriente que fluía a través del transistor ahora fluiría a través de L, C, la carga y el diodo D_m. La corriente del inductor cae hasta que el transistor M_1 se activa otra vez en el siguiente ciclo. La energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga. Los circuitos equivalentes de los modos de funcionamiento se muestran en la figura 5.18c. Las formas de onda de los voltajes y corrientes se muestran en la figura 5.18d para corriente continua de la carga, suponiendo que la corriente sube y cae linealmente.

Suponiendo que la corriente del inductor sube linealmente de I_1 a I_2 en el tiempo t_1,

$$V_s = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1} \tag{5.66}$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta IL}{V_s} \tag{5.67}$$

y la corriente del inductor cae linealmente de I_2 a I_1 en el tiempo t_2,

$$V_s - V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \tag{5.68}$$

o bien

$$t_2 = \frac{\Delta IL}{V_a - V_s} \tag{5.69}$$

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de rizo pico a pico del inductor L. Según las ecuaciones (5.66) y (5.68),

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_a - V_s)t_2}{L}$$

Sustituyendo $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ se obtiene el voltaje de salida promedio,

$$V_a = V_s\frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1 - k} \tag{5.70}$$

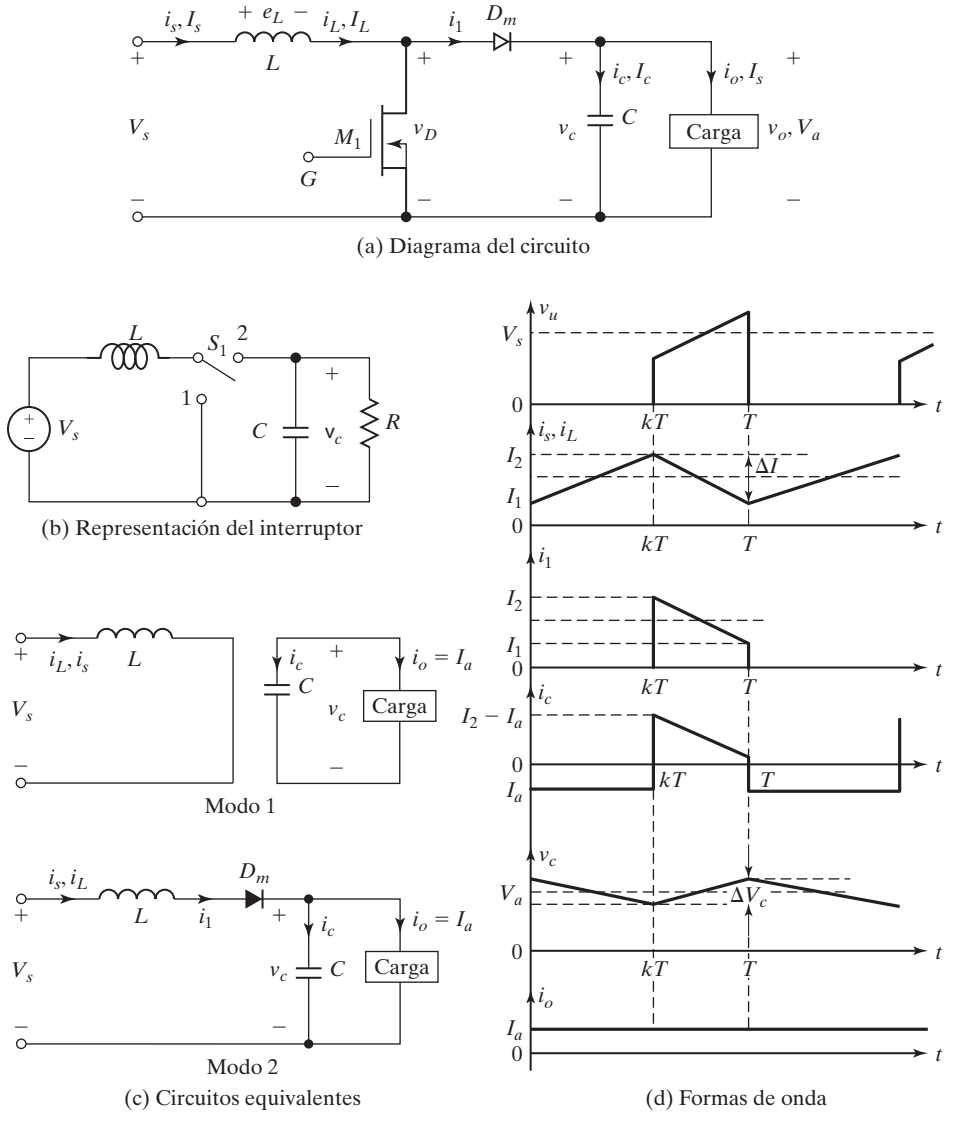


FIGURA 5.18

Regulador elevador con i_L continua.

la cual da

$$(1 - k) = \frac{V_s}{V_a} \tag{5.71}$$

Sustituyendo $k = t_1/T = t_1 f$ en la ecuación (5.71) se obtiene

$$t_1 = \frac{V_a - V_s}{V_a f} \tag{5.72}$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas, $V_sI_s = V_aI_a = V_sI_a/(1 - k)$ y la corriente de entrada promedio es

$$I_s = \frac{I_a}{1 - k} \tag{5.73}$$

Corriente de rizo pico a pico del inductor. El periodo de conmutación T se determina con

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_s} + \frac{\Delta IL}{V_a - V_s} = \frac{\Delta ILV_a}{V_s(V_a - V_s)} \tag{5.74}$$

y ésta da la corriente de rizo pico a pico:

$$\Delta I = \frac{V_s(V_a - V_s)}{fLV_a} \tag{5.75}$$

o

$$\Delta I = \frac{V_sk}{fL} \tag{5.76}$$

Voltaje de rizo pico a pico del capacitor. Cuando el transistor se enciende, el capacitor suministra la corriente de carga durante $t = t_1$. La corriente promedio del capacitor durante el tiempo t_1 es $I_c = I_a$ y el voltaje pico a pico de rizo del capacitor es

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_c\,dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a\,dt = \frac{I_at_1}{C} \tag{5.77}$$

Sustituyendo $t_1 = (V_a - V_s)/(V_af)$ de la ecuación (5.72) da

$$\Delta V_c = \frac{I_a(V_a - V_s)}{V_afC} \tag{5.78}$$

o

$$\Delta V_c = \frac{I_ak}{fC} \tag{5.79}$$

Condición para la corriente continua del inductor y el voltaje continuo del capacitor. Si I_L es la corriente promedio del inductor, en la condición crítica para conducción continua la corriente de rizo del inductor es $\Delta I = 2I_L$.

Con las ecuaciones (5.70) y (5.76) obtenemos

$$\frac{kV_s}{fL} = 2I_L = 2I_s = \frac{2V_s}{(1 - k)^2}$$

lo cual da el valor crítico del inductor L_c como

$$L_c = L = \frac{k(1 - k)R}{2f} \tag{5.80}$$

Si V_c es el voltaje promedio del capacitor, en la condición crítica para conducción continua el voltaje de rizo del capacitor es $\Delta V_c = 2V_a$. Con la ecuación (5.79) obtenemos

$$\frac{I_a k}{Cf} = 2V_a = 2I_a R$$

la cual da el valor crítico del capacitor C_c como

$$C_c = C = \frac{k}{2fR} \tag{5.81}$$

Un regulador elevador puede elevar el voltaje de salida sin un transformador. Debido a su transistor único tiene una alta eficiencia. La corriente de entrada es continua. Sin embargo, una alta corriente pico tiene que fluir a través del transistor de potencia. El voltaje de salida es muy sensible a los cambios del ciclo de trabajo k y podría ser difícil estabilizar el regulador. La corriente de salida promedio es menor que la corriente promedio del inductor por un factor de $(1 - k)$, y una corriente rms mucho más alta fluiría a través del capacitor del filtro, y por eso se tendría que utilizar un capacitor y un inductor más grandes que los del regulador reductor.

Ejemplo 5.6 Cómo determinar las corrientes y voltajes en el regulador elevador

El regulador elevador de la figura 5.18a tiene un voltaje de entrada $V_s = 5$ V. El voltaje de salida promedio es $V_a = 15$ V y la corriente de carga promedio es $I_a = 0.5$ A. La frecuencia de conmutación es de 25 kHz. Si $L = 150$ μH y $C = 220$ μF, determine (a) el ciclo de trabajo k; (b) la corriente de rizo del inductor ΔI; (c) la corriente pico del inductor I_2; (d) el voltaje de rizo del capacitor del filtro ΔV_c, y (e) los valores críticos de L y C.

Solución

$V_s = 5$ V, $V_a = 15$ V, $f = 25$ kHz, $L = 150$ μH, y $C = 220$ μF.

a. Con la ecuación (5.70), $15 = 5/(1 - k)$ o $k = 2/3 = 0.6667 = 66.67\%$.

b. Con la ecuación (5.75),

$$\Delta I = \frac{5 \times (15 - 5)}{25{,}000 \times 150 \times 10^{-6} \times 15} = 0.89\,\text{A}$$

c. Con la ecuación (5.73), $I_s = 0.5/(1 - 0.667) = 1.5$ A y la corriente pico del inductor es,

$$I_2 = I_s + \frac{\Delta I}{2} = 1.5 + \frac{0.89}{2} = 1.945\,\text{A}$$

d. Con la ecuación (5.79),

$$\Delta V_c = \frac{0.5 \times 0.6667}{25{,}000 \times 220 \times 10^{-6}} = 60.61\,\text{mV}$$

e. $R = \dfrac{V_a}{I_a} = \dfrac{15}{0.5} = 30\,\Omega$

f. Con la ecuación (5.80) obtenemos $L_c = \dfrac{(1 - k)\,kR}{2f} = \dfrac{(1 - 0.6667) \times 0.6667 \times 30}{2 \times 25 \times 10^3} = 133\,\mu\text{H}$

g. Con la ecuación (5.81) obtenemos $C_c = \dfrac{k}{2fR} = \dfrac{0.6667}{2 \times 25 \times 10^3 \times 30} = 0.44\,\mu\text{F}$

5.9.3 Reguladores reductores-elevadores

Un regulador reductor-elevador proporciona un voltaje de salida que puede ser menor que o mayor que el voltaje de entrada; de ahí el nombre de "reductor-elevador"; la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada. Este regulador también se conoce como *regulador inversor*. En la figura 5.19a se muestra el circuito de un regulador reductor-elevador. El transistor Q_1 actúa como interruptor controlado y el diodo D_m es un interruptor no controlado. Funcionan como dos interruptores bidireccionales de corriente unipolares de una sola vía. El circuito de la figura 5.19a se suele representar por medio de dos interruptores como se muestra en la figura 5.19b.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1 el transistor Q_1 se enciende y el diodo D_m se polariza a la inversa. La corriente de entrada, que sube, fluye a través del inductor L y el transistor Q_1. Durante el modo 2 el transistor Q_1 se apaga y la corriente, que fluía a través del inductor L, ahora fluye a través de L, C, D_m y la carga. La energía almacenada en el inductor L se transfiere a la carga y la corriente del inductor cae hasta que el transistor Q_1 se enciende otra vez en el siguiente ciclo. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 5.19c. Las formas de onda de los voltajes y corrientes permanentes del regulador reductor-elevador se muestran en la figura 5.19d para una corriente continua de carga.

Suponiendo que la corriente del inductor sube linealmente de I_1 a I_2 en el tiempo t_1,

$$V_s = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1} \tag{5.82}$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta IL}{V_s} \tag{5.83}$$

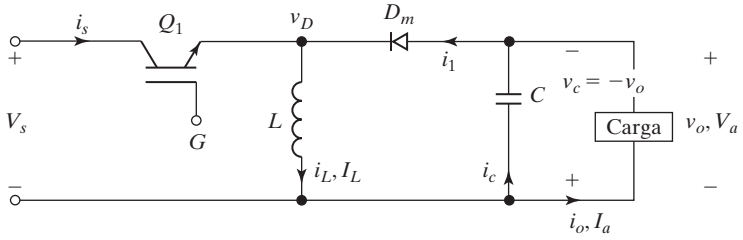
y la corriente del inductor cae linealmente de I_2 a I_1 en el tiempo t_2,

$$V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \tag{5.84}$$

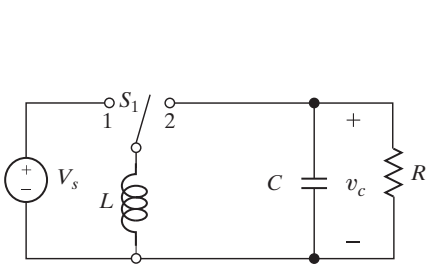
o

$$t_2 = \frac{-\Delta IL}{V_a} \tag{5.85}$$

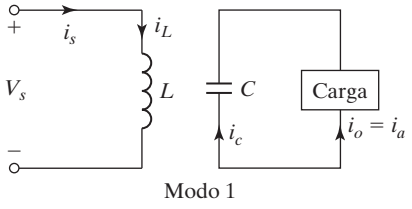
donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de rizo pico a pico del inductor L. Con las ecuaciones (5.82) y (5.84),



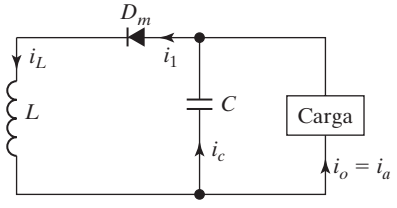
(a) Diagrama del circuito



(b) Representación del interruptor

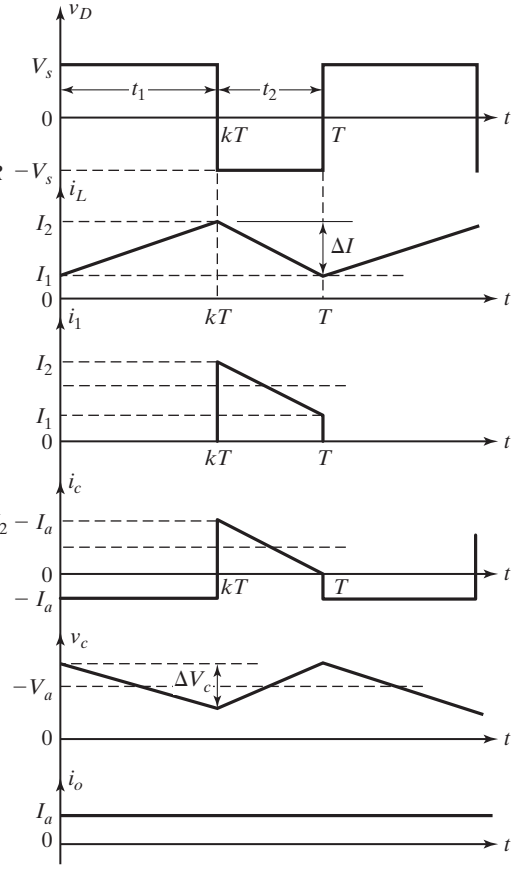


Modo 1



Modo 2

(c) Circuitos equivalentes



(d) Formas de onda

FIGURA 5.19

Regulador reductor-elevador con i_L continua.

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L}$$

Sustituyendo $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$, el voltaje de salida promedio es

$$V_a = -\frac{V_s k}{1 - k} \tag{5.86}$$

Sustituyendo $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ en la ecuación (5.86) obtenemos

$$(1 - k) = \frac{-V_s}{V_a - V_s} \tag{5.87}$$

Sustituyendo $t_2 = (1 - k)T$, y $(1 - k)$ de la ecuación (5.87) en la ecuación (5.86) obtenemos

$$t_1 = \frac{V_a}{(V_a - V_s) f} \tag{5.88}$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas, $V_s I_s = -V_a I_a k(1 - k)$ y la corriente de entrada promedio I_s está relacionada con la corriente de salida promedio I_a por

$$I_s = \frac{I_a k}{1 - k} \tag{5.89}$$

Corriente de rizo pico a pico del inductor. El periodo de conmutación T se calcula como sigue

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_s} - \frac{\Delta IL}{V_a} = \frac{\Delta IL(V_a - V_s)}{V_s V_a} \tag{5.90}$$

y ésta da la corriente de rizo pico a pico,

$$\Delta I = \frac{V_s V_a}{fL(V_a - V_s)} \tag{5.91}$$

o

$$\Delta I = \frac{V_s k}{fL} \tag{5.92}$$

La corriente promedio del inductor está dada por

$$I_L = I_s + I_a = \frac{kI_a}{1 - k} + I_a = \frac{I_a}{1 - k} \tag{5.92a}$$

Voltaje de rizo pico a pico del capacitor. Cuando el transistor Q_1 se enciende, el capacitor del filtro suministra la corriente de carga durante $t = t_1$. La corriente de descarga promedio del capacitor es $I_c = -I_a$ y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_c = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} -I_c\, dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a\, dt = \frac{I_a t_1}{C} \tag{5.93}$$

Sustituyendo $t_1 = V_a/[(V_a - V_s)f]$ de la ecuación (5.88) se escribe como sigue

$$\Delta V_c = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_s) fC} \tag{5.94}$$

o

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} \tag{5.95}$$

Condición para corriente continua del inductor y voltaje continuo del capacitor. Si i_L es la corriente promedio del inductor, en la condición crítica para conducción continua, la corriente de rizo del inductor es $\Delta I = 2I_L$. Utilizando las ecuaciones (5.86) y (5.92) obtenemos

$$\frac{kV_s}{fL} = 2I_L = 2I_a = \frac{2kV_s}{(1 - k)R}$$

la cual da el valor crítico del inductor L_c como

$$L_c = L = \frac{(1 - k)R}{2f} \tag{5.96}$$

Si V_c es el voltaje promedio del capacitor en la condición crítica para conducción continua, el voltaje de rizo del capacitor es $\Delta V_c = -2V_a$. Con la ecuación (5.95), obtenemos

$$-\frac{I_a k}{Cf} = -2V_a = -2I_a R$$

la cual da el valor crítico del capacitor C_c como

$$C_c = C = \frac{k}{2fR} \tag{5.97}$$

Un regulador reductor-elevador proporciona un voltaje de salida de polaridad inversa sin un transformador y es altamente eficiente. En condiciones de falla del transistor, la *di*/*dt* de la corriente de falla está limitada por el inductor L y será V_s/L. La protección contra cortocircuito a la salida sería fácil de implementar. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y una alta corriente pico fluye a través del transistor Q_1.

Ejemplo 5.7 Cómo determinar las corrientes y el voltaje en el regulador reductor-elevador

El voltaje de entrada del regulador reductor-elevador de la figura 5.19a es $V_s = 12$ V. El ciclo de trabajo es $k = 0.25$ y la frecuencia de conmutación es de 25 kHz. La inductancia es $L = 150$ μH y la capacitancia del filtro es $C = 220$ μF. La corriente promedio de carga es $I_a = 1.25$ A. Determine (a) el voltaje de salida promedio, V_a; (b) el rizo del voltaje de salida pico a pico, ΔV_c; (c) la corriente de rizo pico a pico del inductor, ΔI; (d) la corriente pico del transistor, I_p, y (e) los valores críticos de L y C.

Solución

$V_s = 12$ V, $k = 0.25$, $I_a = 1.25$ A, $f = 25$ kHz, $L = 150$ μH, y $C = 220$μF.

a. Con la ecuación (5.86), $V_a = -12 \times 0.25/(1 - 0.25) = -4$ V.

b. Con la ecuación (5.95), el voltaje de rizo pico a pico de salida es

$$\Delta V_c = \frac{1.25 \times 0.25}{25{,}000 \times 220 \times 10^{-6}} = 56.8 \text{ mV}$$

c. Con la ecuación (5.92), el rizo pico a pico del inductor es

$$\Delta I = \frac{12 \times 0.25}{25{,}000 \times 150 \times 10^{-6}} = 0.8 \text{ A}$$

d. Con la ecuación (5.89), $I_s = 1.25 \times 0.25/(1 - 0.25) = 0.4167$ A. Como I_s es el promedio de la duración kT, la corriente pico a pico del transistor es

$$I_p = \frac{I_s}{k} + \frac{\Delta I}{2} = \frac{0.4167}{0.25} + \frac{0.8}{2} = 2.067\,\text{A}$$

e. $R = \dfrac{-V_a}{I_a} = \dfrac{4}{1.25} = 3.2\,\Omega$

f. Con la ecuación (5.96) obtenemos $L_c = \dfrac{(1 - k)R}{2f} = \dfrac{(1 - 0.25) \times 3.2}{2 \times 25 \times 10^3} = 450\,\mu\text{H}.$

g. Con la ecuación (5.97) obtenemos $C_c = \dfrac{k}{2fR} = \dfrac{0.25}{2 \times 25 \times 10^3 \times 3.2} = 1.56\,\mu\text{F}.$

5.9.4 Reguladores Cúk

La configuración del circuito del regulador Cúk [10] que utiliza un transistor de potencia de unión bipolar se muestra en la figura 5.20a. Al igual que el regulador reductor-elevador, el regulador Cúk proporciona un voltaje de salida que es menor que o mayor que el voltaje de entrada, pero la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada. Lleva el nombre su inventor [1]. Cuando el voltaje de entrada se activa y el transistor Q_1 se apaga, el diodo D_m se polariza en sentido directo y el capacitor C_1 se carga por medio de L_1, D_m y el suministro de entrada V_s. El transistor Q_1 actúa como un interruptor controlado y el diodo D_m es un interruptor no controlado. Funcionan como dos interruptores bidireccionales de corriente unipolar de una sola vía. A menudo el circuito de la figura 5.20a se representa por dos interruptores como se muestra en la figura 5.20b.

El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el transistor Q_1 se enciende en el tiempo $t = 0$. La corriente a través del inductor L_1 sube. Al mismo tiempo, el voltaje del capacitor C_1 polariza a la inversa al diodo D_m y lo apaga. El capacitor C_1 descarga su energía en el circuito formado por C_1, C_2, la carga y L_2. El modo 2 comienza cuando el transistor Q_1 se apaga en el tiempo $t = t_1$. El capacitor C_1 se carga con el suministro de entrada y la energía almacenada en el inductor L_2 se transfiere a la carga. El diodo D_m y el transistor Q_1 proporcionan una acción de conmutación sincrónica. El capacitor C_1 es el medio de transferencia de energía de la fuente a la carga. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 5.20c y las formas de onda de los voltajes y corrientes permanentes se muestran en la figura 5.20d para una corriente continua de carga.

Suponiendo que la corriente del inductor L_1 sube linealmente de I_{L11} a I_{L12} en el tiempo t_1,

$$V_s = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \tag{5.98}$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} \tag{5.99}$$

y por el capacitor cargado C_1, la corriente del inductor L_1 cae linealmente de I_{L12} a I_{L11} en el tiempo t_2,

$$V_s - V_{c1} = -L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \tag{5.100}$$

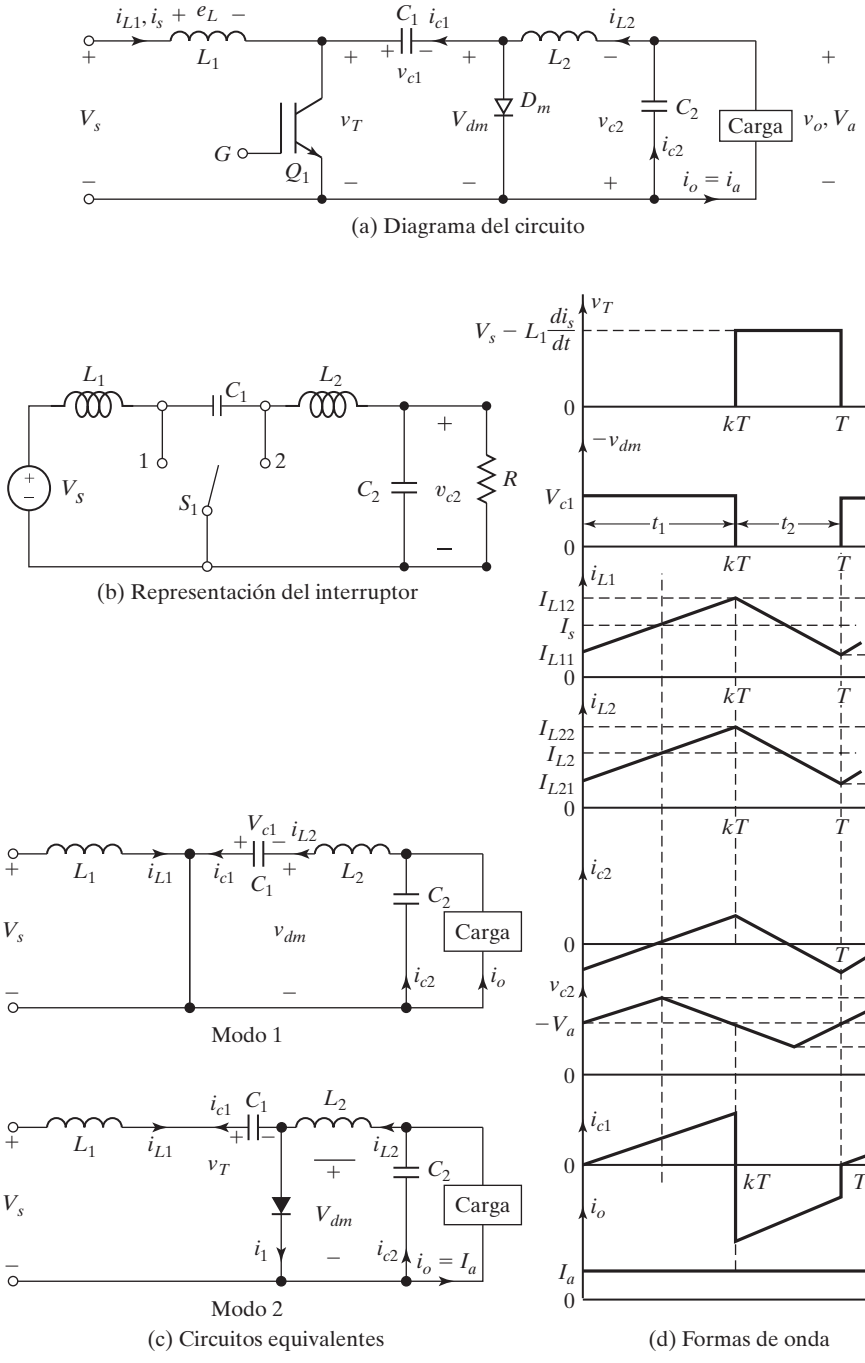


FIGURA 5.20
Regulador Cúk.

o

$$t_2 = \frac{-\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} \tag{5.101}$$

donde V_{c1} es el voltaje promedio del capacitor C_1, y $\Delta I_1 = I_{L12} - I_{L11}$. Con las ecuaciones (5.98) y (5.100)

$$\Delta I_1 = \frac{V_s t_1}{L_1} = \frac{-(V_s - V_{c1})\, t_2}{L_1}$$

Sustituyendo $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$, el voltaje promedio del capacitor C_1 es

$$V_{c1} = \frac{V_s}{1 - k} \tag{5.102}$$

Suponiendo que la corriente del inductor del filtro L_2 sube linealmente de I_{L21} a I_{L22} en el tiempo t_1,

$$V_{c1} + V_a = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \tag{5.103}$$

o

$$t_1 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} \tag{5.104}$$

y la corriente del inductor L_2 cae linealmente de I_{L22} a I_{L21} en el tiempo t_2.

$$V_a = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \tag{5.105}$$

o

$$t_2 = -\frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} \tag{5.106}$$

donde $\Delta I_2 = I_{L22} - I_{L21}$. Con las ecuaciones (5.103) y (5.105),

$$\Delta I_2 = \frac{(V_{c1} + V_a)\, t_1}{L_2} = -\frac{V_a t_2}{L_2}$$

Sustituyendo $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$, el voltaje promedio del capacitor C_1 es

$$V_{c1} = -\frac{V_a}{k} \tag{5.107}$$

Si igualamos la ecuación (5.102) a la ecuación (5.107) podemos calcular el voltaje promedio de salida como

$$V_a = -\frac{kV_s}{1 - k} \tag{5.108}$$

la cual da

$$k = \frac{V_a}{V_a - V_s} \tag{5.109}$$

$$1 - k = \frac{V_s}{V_s - V_a} \tag{5.110}$$

Suponiendo un circuito sin pérdidas, $V_s I_s = -V_a I_a = V_s I_a k/(1 - k)$ y la corriente promedio de entrada es,

$$I_s = \frac{kI_a}{1 - k} \tag{5.111}$$

Corrientes de rizo pico a pico de los inductores. El periodo de conmutación T se calcula con las ecuaciones (5.99) y (5.101):

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}} = \frac{-\Delta I_1 L_1 V_{c1}}{V_s(V_s - V_{c1})} \tag{5.112}$$

la cual da la corriente de rizo pico a pico del inductor L_1 como

$$\Delta I_1 = \frac{-V_s(V_s - V_{c1})}{fL_1 V_{c1}} \tag{5.113}$$

o

$$\Delta I_1 = \frac{V_s k}{fL_1} \tag{5.114}$$

El periodo de conmutación T también se puede calcular con las ecuaciones (5.104) y (5.106):

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a} - \frac{\Delta I_2 L_2}{V_a} = \frac{-\Delta I_2 L_2 V_{c1}}{V_a(V_{c1} + V_a)} \tag{5.115}$$

y ésta da la corriente de rizo pico a pico del inductor L_2 como

$$\Delta I_2 = \frac{-V_a(V_{c1} + V_a)}{fL_2 V_{c1}} \tag{5.116}$$

o

$$\Delta I_2 = -\frac{V_a(1 - k)}{fL_2} = \frac{kV_s}{fL_2} \tag{5.117}$$

Voltajes de rizo pico a pico de los capacitores. Cuando el transistor Q_1 se apaga, el capacitor de transferencia de energía C_1 se carga con la corriente de entrada durante el tiempo $t = t_2$. La corriente de carga promedio para C_1 es $I_{c1} = I_s$ y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor C_1 es

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1}\int_0^{t_2} I_{c1}\,dt = \frac{1}{C_1}\int_0^{t_2} I_s\,dt = \frac{I_s t_2}{C_1} \tag{5.118}$$

La ecuación (5.110) da $t_2 = V_s/[(V_s - V_a)f]$ y la ecuación (5.118) se escribe como

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s V_s}{(V_s - V_a) fC_1} \tag{5.119}$$

o

$$\Delta V_{c1} = \frac{I_s(1 - k)}{fC_1} \tag{5.120}$$

Si suponemos que el rizo de la corriente de carga ΔI_o es insignificante, $\Delta I_{L2} = \Delta i_{c2}$. La corriente de carga promedio de C_2, que fluye durante el tiempo $T/2$, es $I_{c2} = \Delta I_2/4$ y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor C_2 es

$$\Delta V_{c2} = \frac{1}{C_2}\int_0^{T/2} I_{c2}\, dt = \frac{1}{C_2}\int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4}\, dt = \frac{\Delta I_2}{8fC_2} \tag{5.121}$$

o

$$\Delta V_{c2} = \frac{V_a(1 - k)}{8C_2L_2f^2} = \frac{kV_s}{8C_2L_2f^2} \tag{5.122}$$

Condición para corriente continua del inductor y voltaje continuo del capacitor. Si I_{L1} es la corriente promedio del inductor L_1, su corriente de rizo es $\Delta I_1 = 2I_{L1}$. Con las ecuaciones (5.111) y (5.114), obtenemos

$$\frac{kV_S}{fL_1} = 2I_{L1} = 2I_S = \frac{2kI_a}{1 - k} = 2\left(\frac{k}{1 - k}\right)^2 \frac{V_S}{R}$$

la cual da el valor crítico del inductor L_{c1} como

$$L_{c1} = L_1 = \frac{(1 - k)^2 R}{2kf} \tag{5.123}$$

Si I_{L2} es la corriente promedio del inductor L_2, su corriente de rizo es $\Delta I_2 - 2I_{L2}$. Con las ecuaciones (5.108) y (5.117) obtenemos

$$\frac{kV_S}{fL_2} = 2I_{L2} = 2I_a = \frac{2V_a}{R} = \frac{2kV_S}{(1 - k)R}$$

la cual da el valor crítico del inductor L_{c2} como

$$L_{c2} = L_2 = \frac{(1 - k)R}{2f} \tag{5.124}$$

Si V_{c1} es el voltaje promedio del capacitor, su voltaje de rizo es $\Delta V_{c1} = 2V_a$. Utilizando $\Delta V_{c1} = 2V_a$ en la ecuación (5.120), obtenemos

$$\frac{I_S(1 - k)}{fC_1} = 2V_a = 2I_aR$$

la cual, después de sustituir I_s, da el valor crítico del capacitor C_{c1} como

$$C_{c1} = C_1 = \frac{k}{2fR} \tag{5.125}$$

Si V_{c2} es el voltaje promedio del capacitor, su voltaje de rizo es $\Delta V_{c2} = 2V_a$. Utilizando las ecuaciones (5.108) y (5.122), obtenemos

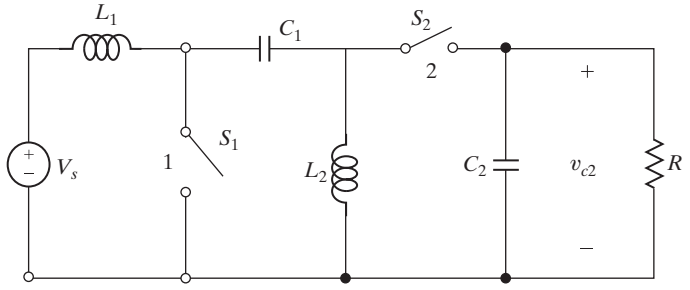
$$\frac{kV_S}{8C_2L_2f^2} = 2V_a = \frac{2kV_S}{1 - k}$$

la cual, después de sustituir L_2 de la ecuación (5.124) da el valor crítico del capacitor C_{c2} como

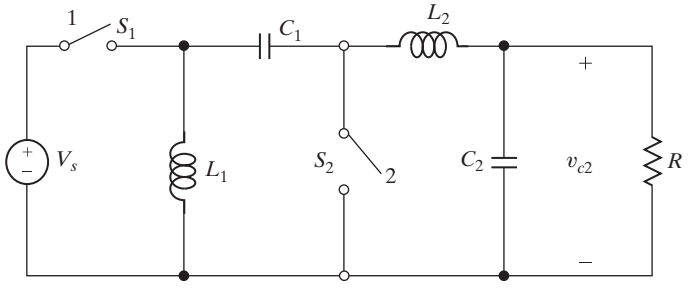
$$C_{c2} = C_2 = \frac{1}{8fR} \tag{5.126}$$

El regulador Cúk se basa en la transferencia de energía del capacitor. Como resultado, la corriente de entrada es continua. El circuito sufre pocas pérdidas por conmutación y es altamente eficiente. Cuando el transistor Q_1 se enciende tiene que conducir las corrientes de los inductores L_1 y L_2. Por consiguiente, a través del transistor Q_1 fluye una alta corriente pico. Como el capacitor proporciona la transferencia de energía, la corriente de rizo del capacitor C_1 también es alta. Este circuito también requiere un capacitor y un inductor adicionales.

El convertidor Cúk, el cual tiene una característica de reducción-elevación inversora, exhibe corrientes terminales de entrada y salida no pulsantes. El convertidor de inductancia primaria asimétrico (SEPIC), el cual es un convertidor Cúk no inversor, se puede formar intercambiando las localizaciones del diodo D_m y el inductor L_2 en la figura 5.20a. El SEPIC [35] se muestra en la figura 5.21a. El Cúk y el SEPIC también presentan una característica deseable de tal modo que la terminal fuente del MOSFET de conmutación se conecta directamente a la tierra común. Esto simplifica la construcción del circuito de excitación de compuerta. El voltaje de salida tanto del SEPIC como de su inverso es $V_a = V_s k/(1 - k)$. El inverso de un



(a) SEPIC



(b) Inverso del SEPIC

FIGURA 5.21
Convertidor SEPIC.

SEPIC se forma intercambiando las ubicaciones de los interruptores y los inductores, como se muestra en la figura 5.21b.

Ejemplo 5.8 Cómo determinar las corrientes y voltajes en el regulador Cúk

El voltaje de entrada del convertidor Cúk de la figura 5.20a es $V_s = 12$ V. El ciclo de trabajo es $k = 0.25$ y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia del filtro es $L_2 = 150$ μH y su capacitancia es $C_2 = 220$ μF. La capacitancia de transferencia de energía es $C_1 = 200$ μF y la inductancia es $L_1 = 180$ μH. La corriente promedio de carga es $I_a = 1.25$ A. Determine (a) el voltaje de salida promedio, V_a; (b) la corriente de entrada promedio I_s; (c) la corriente de rizo pico a pico del inductor L_1, ΔI_1; (d) el voltaje de rizo pico a pico del capacitor C_1, ΔV_{c1}; (e) la corriente de rizo pico a pico del inductor L_2, ΔI_2; (f) el voltaje de rizo pico a pico del capacitor C_2, ΔV_{c2}, y (g) la corriente pico del transistor I_p.

Solución

$V_s = 12$ V, $k = 0.25$, $I_a = 1.25$ A, $f = 25$ kHz, $L_1 = 180$ μH, $C_1 = 200$ μF, $L_2 = 150$ μH, y $C_2 = 220$ μF.

a. Con la ecuación (5.108), $V_a = -0.25 \times 12/(1 - 0.25) = -4$ V.

b. Con la ecuación (5.111), $I_s = 1.25 \times 0.25/(1 - 0.25) = 0.42$ A.

c. Con la ecuación (5.114), $\Delta I_1 = 12 \times 0.25/(25{,}000 \times 180 \times 10^{-6}) = 0.67$ A.

d. Con la ecuación (5.120), $\Delta V_{c1} = 0.42 \times (1 - 0.25)/(25{,}000 \times 200 \times 10^{-6}) = 63$ mV.

e. Con la ecuación (5.117), $\Delta I_2 = 0.25 \times 12/(25{,}000 \times 150 \times 10^{-6}) = 0.8$ A.

f. Con la ecuación (5.121), $\Delta V_{c2} = 0.8/(8 \times 25{,}000 \times 220 \times 10^{-6}) = 18.18$ mV.

g. El voltaje promedio a través del diodo se calcula como sigue

$$V_{dm} = -kV_{c1} = -V_a k\frac{1}{-k} = V_a \tag{5.127}$$

Para un circuito sin pérdidas, $I_{L2}V_{dm} = V_a I_a$ y el valor promedio de la corriente en el inductor L_2 es

$$\begin{aligned} I_{L2} &= \frac{I_a V_a}{V_{dm}} = I_a \\ &= 1.25\,\text{A} \end{aligned} \tag{5.128}$$

Por consiguiente, la corriente pico del transistor es

$$I_p = I_s + \frac{\Delta I_1}{2} + I_{L2} + \frac{\Delta I_2}{2} = 0.42 + \frac{0.67}{2} + 1.25 + \frac{0.8}{2} = 2.405\,\text{A}$$

5.9.5 Limitaciones de la conversión con una sola etapa

Los cuatro reguladores utilizan sólo un transistor, emplean sólo conversión de una etapa y requieren inductores o capacitores para transferir la energía. Debido a la limitación de manejo de corriente de un solo transistor, la potencia de salida de estos reguladores es pequeña, típicamente de decenas de watts. A mayor corriente, el tamaño de estos componentes se incrementa, con pérdidas incrementadas en los componentes y la eficiencia se reduce. Además, no hay aislamiento entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida, lo cual es muy conveniente en la mayoría de las aplicaciones. Para aplicaciones de alta potencia se utilizan

conversiones de múltiples etapas, donde un inversor convierte un voltaje de cd en voltaje de ca. Un transformador aísla la salida de ca y luego rectificadores la convierten en cd. Las conversiones de múltiples etapas se analizan en la sección 13-4

Puntos clave de la sección 5.9

- Un regulador de cd puede producir un voltaje de salida de cd, mayor o menor que el voltaje de suministro de cd. Se utilizan filtros *LC* para reducir la corriente de rizo del voltaje de salida. Dependiendo del tipo de regulador, la polaridad del voltaje de salida puede ser opuesta a la del voltaje de entrada.

5.10 COMPARACIÓN DE LOS REGULADORES

Cuando una corriente fluye a través de un inductor, se establece un campo magnético. Cualquier cambio en esta corriente modifica este campo y se induce una fuerza electromotriz, la cual actúa en una dirección tal que mantenga el flujo a su densidad original. Este efecto se conoce como *autoinducción*. Un inductor limita la subida y caída de sus corrientes y trata de mantener baja la corriente de rizo.

El interruptor principal Q_1 no cambia de posición en los reguladores reductores y reductores-elevadores. El interruptor Q_1 se conecta a la línea de suministro de cd. Asimismo, la posición del interruptor principal Q_1 no cambia en los reguladores elevadores y Cúk. El interruptor Q_1 se conecta entre las dos líneas de suministro. Cuando el interruptor se cierra, el suministro se pone en cortocircuito a través de un inductor L, que limita el régimen de subida de la corriente de suministro.

En la sección 5.9 deducimos la ganancia de voltaje de los reguladores con la suposición de que no habría resistencias asociadas con los inductores y capacitores. Sin embargo, tales resistencias, aunque pequeñas, pueden reducir la ganancia de manera significativa [11, 12]. La tabla 5.1 resume las ganancias de voltaje de los reguladores. La figura 5.22 muestra las comparaciones de las ganancias de voltaje de diferentes convertidores. La salida del SEPIC es la inversa de la del convertidor Cúk y tiene las características del convertidor Cúk.

TABLA 5.1 Resúmenes de ganancias de regulador [Ref. 11]

Regulador	Ganancia de voltaje, $G(k) = V_a/V_S$ con valores insignificantes de r_L y r_C	Ganancia de voltaje, $G(k) = V_a/V_S$ con valores finitos de r_L y r_C
Reductor	k	$\dfrac{kR}{R + r_L}$
Elevador	$\dfrac{1}{1 - k}$	$\dfrac{1}{1 - k}\left[\dfrac{(1 - k)^2R}{(1 - k)^2R + r_L + k(1 - k)\left(\dfrac{r_CR}{r_C + R}\right)}\right]$
Reductor-elevador	$\dfrac{-k}{1 - k}$	$\dfrac{-k}{1 - k}\left[\dfrac{(1 - k)^2R}{(1 - k)^2R + r_L + k(1 - k)\left(\dfrac{r_CR}{r_C + R}\right)}\right]$

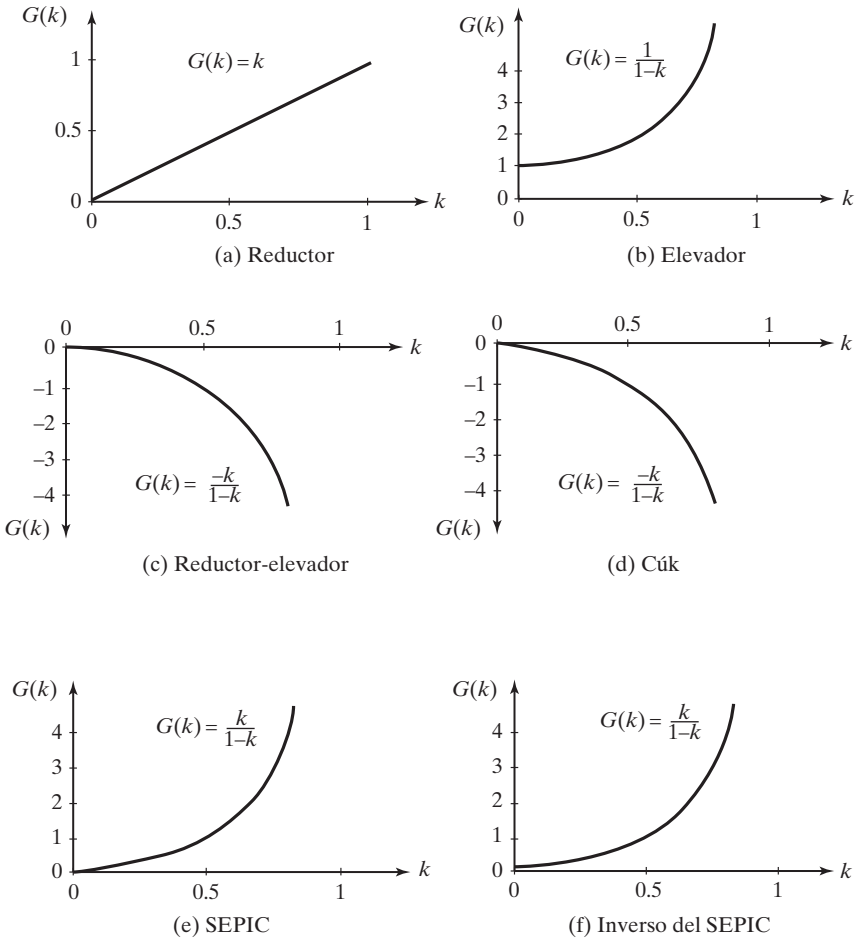


FIGURA 5.22

Comparación de ganancias de voltaje de convertidores.

Los inductores y capacitores actúan como elementos de almacenamiento de energía en reguladores de modo conmutado y filtros para suavizar los armónicos de la corriente. En las ecuaciones (B.17) y (B.18) en el Apéndice B observamos que la pérdida magnética se incrementa con el cuadrado de la frecuencia. Por otra parte, una mayor frecuencia reduce es el tamaño de los inductores para el mismo valor de corriente de rizo y requerimiento de filtrado. El diseño de un convertidor cd-cd requiere un arreglo entre frecuencia de conmutación, tamaños de inductores, tamaños de capacitores y pérdidas de conmutación.

5.11 CONVERTIDOR ELEVADOR DE MÚLTIPLES SALIDAS

El cómputo de alta velocidad de un procesador de señales digitales requiere un alto voltaje de alimentación V_s para una rápida conmutación. Debido a que el consumo de potencia es proporcional al cuadrado de V_s, es aconsejable reducir el V_s cuando se necesita una menor velocidad de cómputo de potencia [8,9]. Se puede utilizar un convertidor elevador para

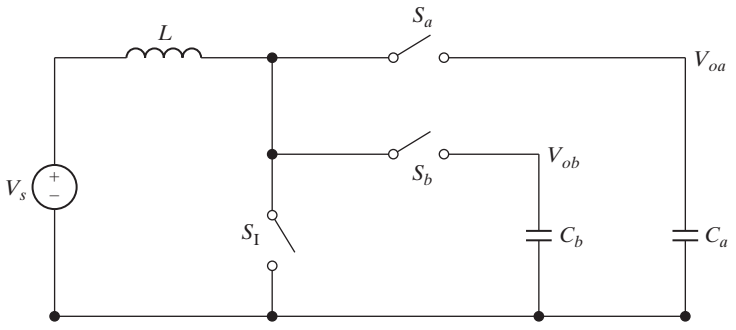


FIGURA 5.23

Convertidor elevador con un inductor y salida dual. [Ref. 12, D. Ma].

accionar los núcleos de procesadores de alta velocidad con un muy bajo voltaje de alimentación. En la figura 5.23 se muestra la topología de un convertidor elevador con un inductor y salida dual (SIDO).

Las dos salidas V_{oa} y V_{ob} comparten el inductor L y el interruptor S_l. La figura 5.24 muestra los tiempos del convertidor. Funciona con dos fases complementarias ϕ_a y ϕ_b. Durante $\phi_a = 1$, S_b se abre y no fluye corriente hacia V_{ob}, mientras que S_l se cierra primero.

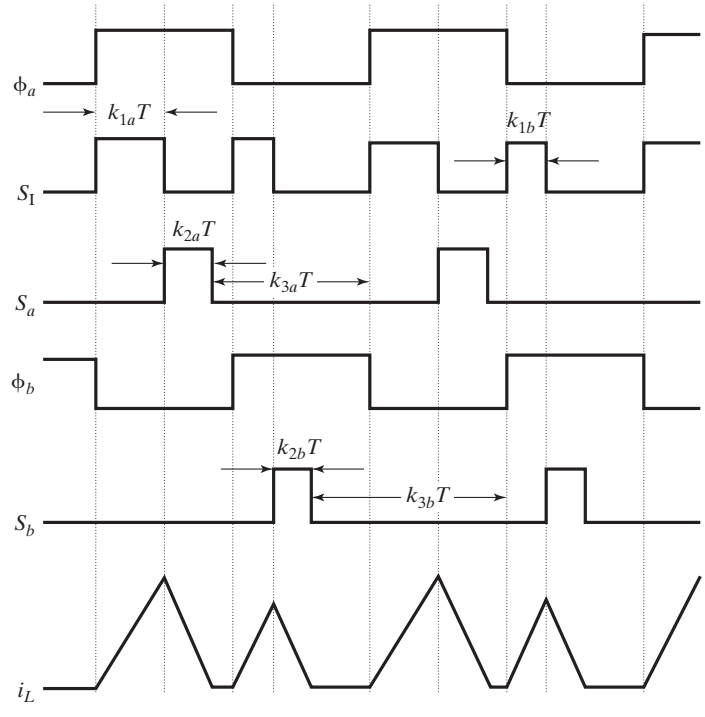


FIGURA 5.24

Diagrama de tiempos del convertidor elevador de salida dual.

La corriente del inductor I_L se incrementa hasta que el tiempo $k_{ta}T$ expira (determinado por la salida de un amplificador de error), donde T es el periodo de conmutación del convertidor. Durante el tiempo $k_{2a}T$, S_1 se abre y S_a se cierra para desviar la corriente del inductor hacia la salida V_{oa}. Un detector de corriente cero percibe la corriente del inductor, y cuando se vuelve cero, el convertidor entra el tiempo $k_{3a}T$, y S_a se abre otra vez. La corriente del inductor permanece en cero hasta que $\phi_b = 1$. Por consiguiente k_{1a}, k_{2a} y k_{3a} deben cumplir con los siguientes requerimientos

$$k_{1a} + k_{2a} \leq 0.5 \tag{5.129}$$

$$k_{1a} + k_{2a} + k_{3a} = 1 \tag{5.130}$$

Durante $\phi_a = 1$, el controlador multiplexa la corriente del inductor en la salida V_{oa} durante $\phi_a = 1$. Asimismo, el controlador multiplexa la corriente del inductor en la salida V_{ob} durante $\phi_b = 1$. El controlador regula de manera alterna las dos salidas. En presencia de $k_{3a}T$ y $k_{3b}T$, el convertidor funciona en el modo de conducción discontinua (DCM), y esencialmente aísla el control de las dos salidas de manera que la variación de la carga en una salida no afecta a la otra. Por tanto, el problema de regulación cruzada se aligera. Otra ventaja del control DCM es la compensación simple del sistema porque sólo hay un polo izquierdo en la función de trasferencia de la ganancia de lazo de cada salida [13].

Con un control similar de multiplexión del tiempo, el convertidor de salida dual es fácil de ampliar para que tenga N salidas como se muestra en la figura 5.25, si se asignan N fases no traslapadas a las salidas correspondientes. Si se emplea un control de multiplexión del tiempo (TM), todas las salidas comparten un solo controlador. Se emplea rectificación sincrónica porque el transistor al reemplazar al diodo se apaga cuando la corriente del inductor tiende a ser negativa, y de este modo se eliminan las caídas en el diodo y se mejora la eficiencia. Todos los interruptores de potencia y el controlador se pueden fabricar en un microcircuito [14,15] y con un solo inductor para todas las salidas se minimizan los componentes externos.

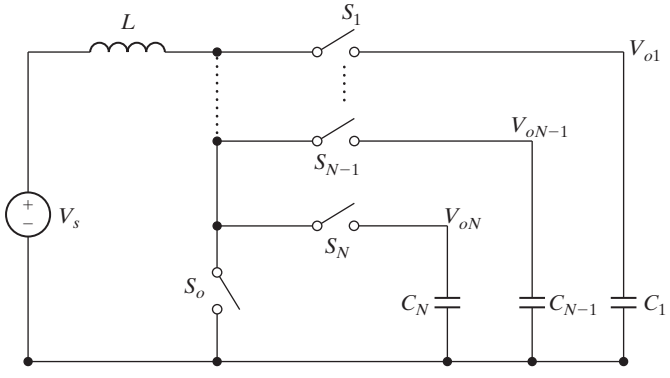


FIGURA 5.25

Topología de un convertidor elevador con N salidas.

Puntos clave de la sección 5.11

- El convertidor elevador se puede ampliar para generar múltiples salidas con un solo inductor. Con el control de multiplexión de tiempo todas las salidas comparten un solo controlador. Todos los interruptores de potencia y el controlador se pueden fabricar en un microcircuito y con un solo inductor se minimizan los componentes externos. Este convertidor podría hallar aplicaciones como una fuente de potencia para procesadores de señales digitales de alta velocidad.

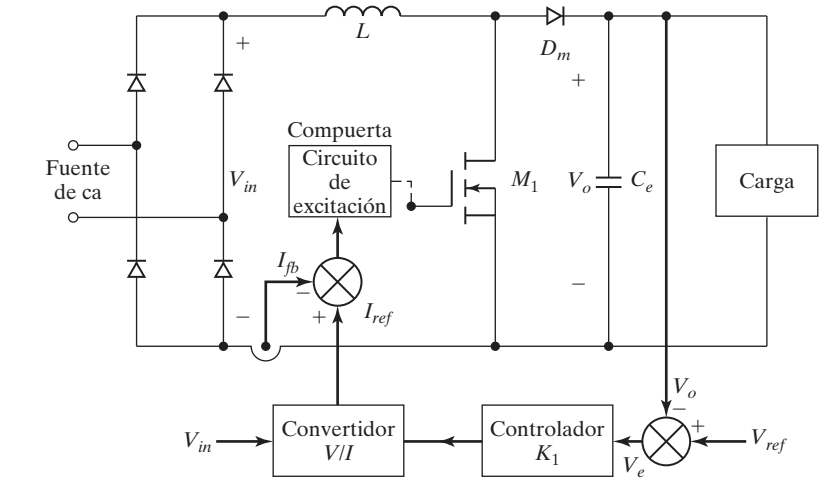
5.12 CONVERTIDOR ELEVADOR ALIMENTADO POR DIODO RECTIFICADOR

Los diodos rectificadores son los circuitos más comúnmente utilizados en aplicaciones donde la entrada es la fuente de ca (por ejemplo, en computadoras, telecomunicaciones, lámparas fluorescentes y aire acondicionado). El factor de potencia de los diodos rectificadores con una carga resistiva puede ser tan alto como 0.9 y con una carga reactiva es más bajo. Con la ayuda de una técnica de control moderna, la corriente de entrada de los rectificadores puede hacerse senoidal y en fase con el voltaje de entrada, y de este modo se tiene un factor de potencia de entrada de aproximadamente la unidad. Un circuito con factor de potencia unitario que combina un puente rectificador completo y un convertidor elevador se muestra en la figura 5.26a. La corriente de entrada del convertidor se controla para que siga la forma de onda totalmente rectificada del voltaje de entrada senoidal mediante control PWM [16-23]. Las señales de control de PWM pueden generarse con una técnica de histéresis de todo o nada (BBH). Esta técnica, la cual se muestra en la figura 5.26b, tiene la ventaja de producir un control instantáneo de la corriente, y el resultado es una rápida respuesta. Sin embargo, la frecuencia de conmutación no es constante y varía a lo largo de un amplio rango durante cada medio ciclo del voltaje de entrada de ca. La frecuencia también es sensible a los valores de los componentes del circuito.

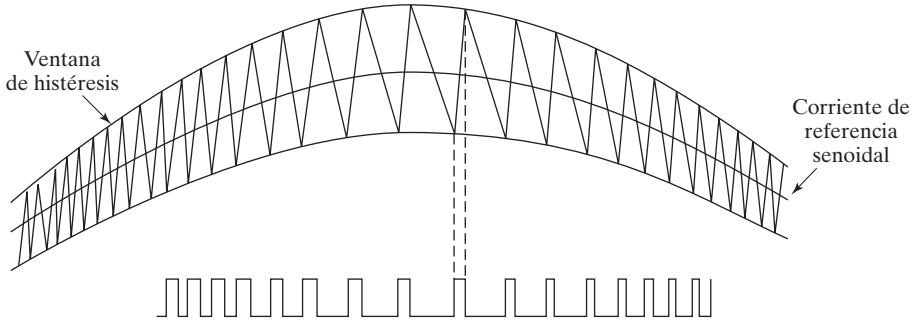
La frecuencia de conmutación se puede mantener constante utilizando la corriente de referencia I_{ref} y la corriente de retroalimentación I_{fb} promediada por cada periodo de conmutación. Esto se muestra en la figura 5.26c. La I_{ref} se compara con la I_{fb}. Si $I_{ref} > I_{fb}$, el ciclo de trabajo es mayor que 50%. Con $I_{ref} = I_{fb}$, el ciclo de trabajo es 50%. Con $I_{ref} < I_{fb}$, el ciclo de trabajo es menor que 50%. Se hace que el error permanezca entre el máximo y el mínimo de la forma de onda triangular y la corriente del inductor sigue la onda seno de referencia, la cual se sobrepone con una forma de onda triangular. El voltaje de error $V_e = (V_{ref} - V_o)$ y el voltaje de entrada V_{in} al convertidor elevador generan la corriente de referencia I_{ref}.

El convertidor elevador también se puede utilizar para corregir el factor de potencia (PF) de diodos rectificadores trifásicos con filtros de salida capacitivos [19,29] como se muestra en la figura 5.27. El convertidor elevador se opera en modo de conducción discontinua del modo de corriente del inductor para lograr una forma de corriente de entrada senoidal. Este circuito utiliza sólo un interruptor activo, sin control activo de la corriente. Las desventajas del convertidor simple son un voltaje de salida excesivo y la presencia de un quinto armónico en la corriente de línea. Esta clase de convertidor se suele utilizar en aplicaciones industriales y comerciales que requieren un alto factor de potencia de entrada porque la forma de onda de su corriente de entrada sigue automáticamente la forma de onda del voltaje de entrada. Además, el circuito es altamente eficiente.

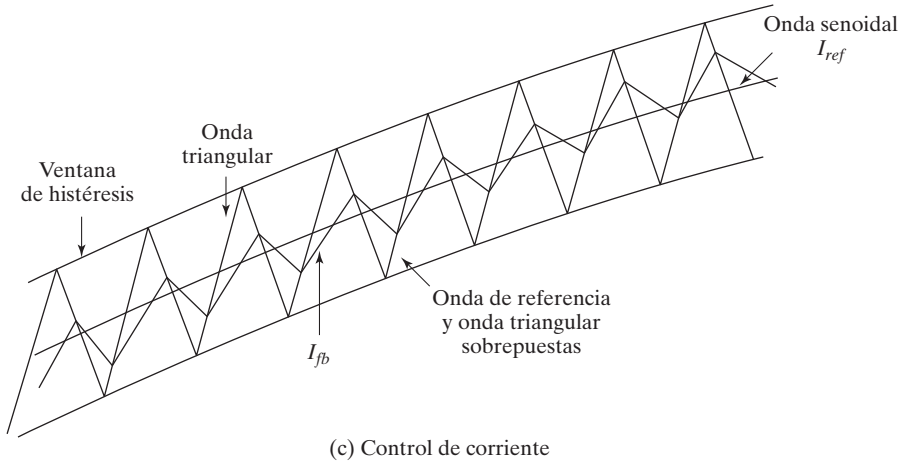
Sin embargo, si el circuito se implementa con la frecuencia constante convencional, un bajo ancho de banda, un control de retroalimentación del voltaje de salida, el cual mantiene el ciclo de trabajo del interruptor constante durante un periodo de línea rectificado, la corriente de entrada al rectificador exhibe un armónico de quinto orden relativamente



(a) Circuito



(b) Señales de compuerta de control de corriente mediante histéresis de todo o nada



(c) Control de corriente

FIGURA 5.26

Acondicionamiento del factor de potencia de diodos rectificadores.

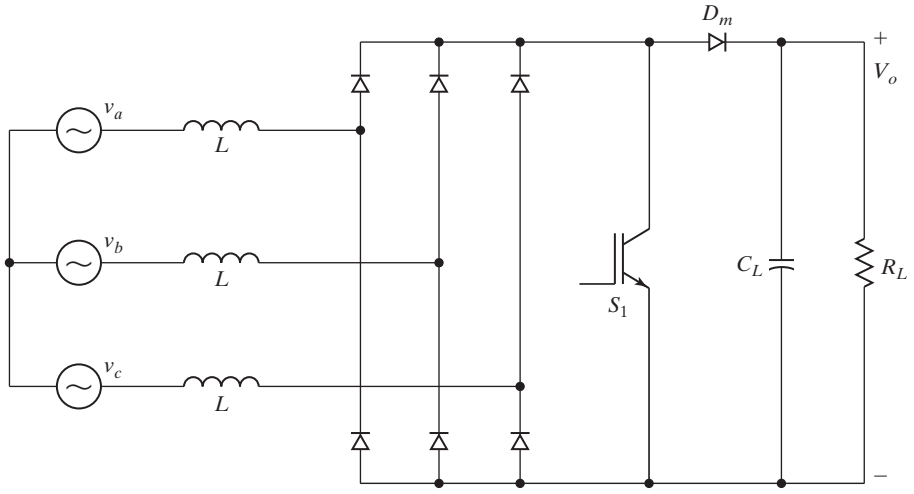


FIGURA 5.27

Convertidor elevador alimentado por un rectificador trifásico. [Ref. 29, C.A. Mufioz].

grande. Como resultado, a niveles de potencia de más de 5 kW, el armónico de quinto orden impone severas compensaciones de diseño, desempeño y costo para satisfacer los niveles de corriente armónica máximos admisibles, definidos por el documento IEC555-2 [30]. Métodos de control avanzados como el de inyección de armónicos [31] pueden reducir el armónico de quinto orden de la corriente de entrada de modo que se amplíe el nivel de potencia en el cual el contenido armónico de la corriente de entrada sigue cumpliendo con la norma IEC555-2.

La figura 5.28 muestra el diagrama de bloques de la técnica de inyección armónica robusta la cual se aborda en las referencias [3-5]. Se inyecta una señal de voltaje que sea proporcional al componente de ca invertido de los voltajes de entrada de línea a línea, trifásicos, rectificados en el lazo de retroalimentación del voltaje de salida. La señal inyectada hace que varíe el ciclo de trabajo del rectificador dentro de un ciclo de línea para reducir el armónico de quinto orden y así mejorar el THD de las corrientes de entrada al rectificador.

Puntos clave de la sección 5.12

- El rectificador completo se puede combinar con un convertidor elevador para formar un circuito de factor de potencia unitario. Al controlar la corriente del inductor elevador con la ayuda de una técnica de control de retroalimentación, la corriente de entrada del rectificador se puede hacer senoidal y en fase con el voltaje de entrada, de modo que se tenga un factor de potencia de entrada aproximadamente unitario.

5.13 MODELOS PROMEDIADOS DE CONVERTIDORES

Las ecuaciones obtenidas en la sección 5.9 para los voltajes de salida promedio dan la salida de estado estable en un ciclo de trabajo k específico. Los convertidores normalmente se ponen a funcionar en condiciones de lazo cerrado como se muestra en la figura 5.26a para mantener el voltaje de salida en un valor específico, y el ciclo de trabajo se hace variar de forma continua para mantener el nivel de salida deseado. Un pequeño cambio del ciclo de trabajo provoca un

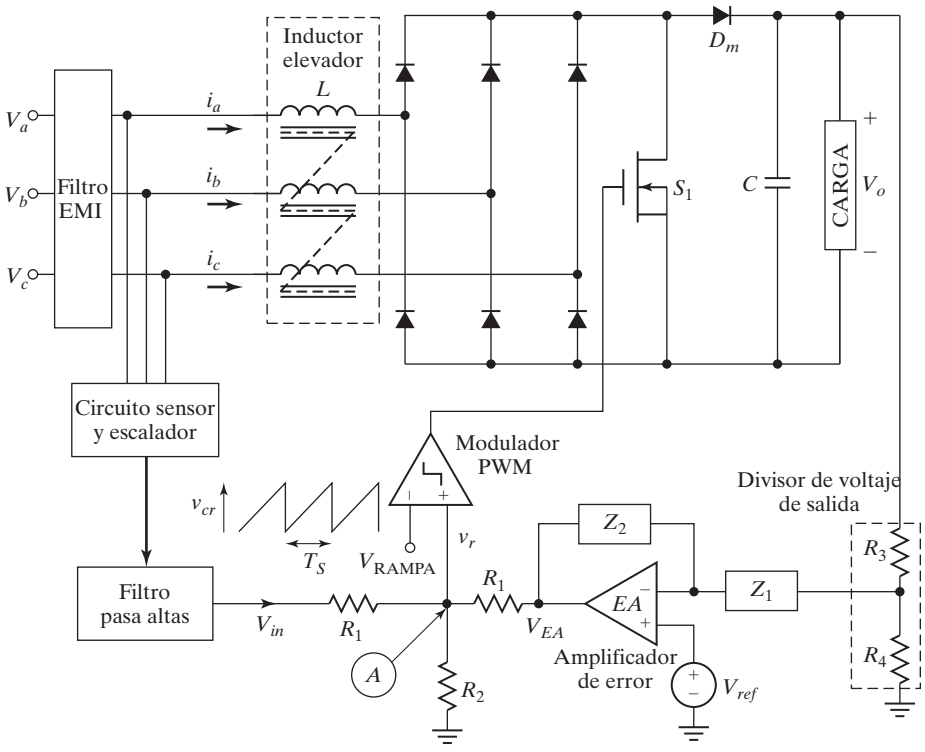
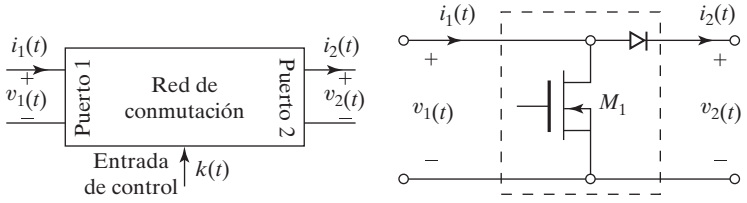


FIGURA 5.28

Rectificador elevador trifásico en modo de conducción discontinua con un método de inyección de armónicos [Ref. 31, Y. Jang].

pequeño cambio del voltaje de salida. Para analizar y diseñar el circuito de retroalimentación se requiere un modelo de señal pequeña de los convertidores.

El voltaje de salida, la corriente de salida, y la corriente de entrada de un convertidor varían con el tiempo. Sus formas de onda dependen del modo de operación. Un modelo promedio considera la red que consiste en un interruptor y un diodo como una red de conmutación de dos puertos, como se muestra en la figura 5.29a, y utiliza las cantidades promedio para obtener un modelo de señal pequeña de la red de conmutación. Como resultado, las variables



(a) Red general de conmutación de dos puertos

(b) Red de conmutación elevadora

FIGURA 5.29

Red de conmutación elevadora de dos puertos.

de conmutación y el modelo se vuelven invariables con el tiempo y el procedimiento se llama *modelo de conmutación promediado.*

El método de promediado de circuitos es sencillo y se puede utilizar para obtener el modelo de circuito de señal pequeña (también conocido como de ca) de un convertidor. Describiremos los pasos para derivar el modelo de ca del convertidor elevador, el cual se utiliza cada vez más en aplicaciones de corrección del factor de potencia de entrada y aplicaciones de energía renovable para elevar el voltaje. Los modelos promedio se pueden aplicar a otros tipos de convertidores como rectificadores, inversores, convertidores resonantes, y rectificadores controlados por fase.

Paso 1. Identifique las terminales de la red de conmutación de dos puertos como se muestra en la figura 5.29b [36-38].

Paso 2. Seleccione las variables independientes y dependientes. Cuando se enciende el interruptor, v_2 e i_1 no varían y las definiremos como variables independientes. $i_1(t)$ fluye a través del interruptor y luego hacia la terminal 3 del puerto 2. $v_2(t)$ e $i_1(t)$ dependen de las condiciones del circuito. Las variables dependientes v_1 e i_2 se vuelven

$$v_1 = f_1(i_1, v_2) \tag{5.131}$$

$$i_2 = f_2(i_1, v_2) \tag{5.132}$$

Reemplazando la red de conmutación con estas fuentes dependientes se obtiene el circuito equivalente que se muestra en la figura 5.30a.

Paso 3: Trace las formas de onda de las variables dependientes en función de las variables independientes. Cuando el interruptor se abre durante $t_1 = kT_s$, tanto $v_1(t)$ e $i_2(t)$ se vuelven cero como se muestra en la figura 5.30b. Cuando el interruptor se cierra durante $t_2 = (1 - k)T_s$, $v_1(t)$ es igual a $v_2(t)$ e $i_2(t)$ es igual a $i_1(t)$ como se muestra en la figura 5.30b. Durante el tiempo inactivo, $v_2(t)$ sube e $i_1(t)$ cae a un régimen que depende de la impedancia de la carga (R, L).

Paso 4: Saque los valores promedio de las variables dependientes a lo largo del periodo de conmutación. En vez de promediar las complejas formas de onda que varían con el tiempo, simplemente podemos determinar el valor promedio de una variable suponiendo que las constantes de tiempo del circuito del convertidor son mucho más grandes que el periodo de conmutación T_s. El contenido de rizo de las formas de onda $v_2(t)$ e $i_1(t)$ puede ser insignificante. Es decir, la constante de tiempo RC $\gg T_s$ y la constante de tiempo L/R $\gg T_s$. Con en estas suposiciones, los valores promedios están dados por

$$\langle v_1(t)\rangle T_s = (1 - k)\langle v_1(t)\rangle T_s = k'\langle v_1(t)\rangle T_s \tag{5.133}$$

$$\langle i_2(t)\rangle T_s = (1 - k)\langle i_1(t)\rangle T_s = k'\langle i_1(t)\rangle T_s \tag{5.134}$$

donde $k' = 1 - k$. Sustituyendo estos valores promedio de gran señal por las variables dependientes se obtiene el modelo de conmutación promedio como se muestra en la figura 5.30c.

Paso 5. Considere una pequeña cantidad de perturbación alrededor de los valores promedio de gran señal. El ciclo de trabajo k es la variable de control. Supongamos que $k(t)$ cambia en una pequeña cantidad $\delta(t)$ alrededor de la gran señal k y que el voltaje de suministro de entrada V_s también puede cambiar en una pequeña cantidad $\tilde{v}_s(t)$. Esto hará que las variables dependientes sufran pequeños cambios alrededor de sus valores de gran señal y obtendremos las siguientes ecuaciones.

$$v_s(t) = V_s + \tilde{v}_s(t)$$

$$k(t) = k + \delta(t)$$

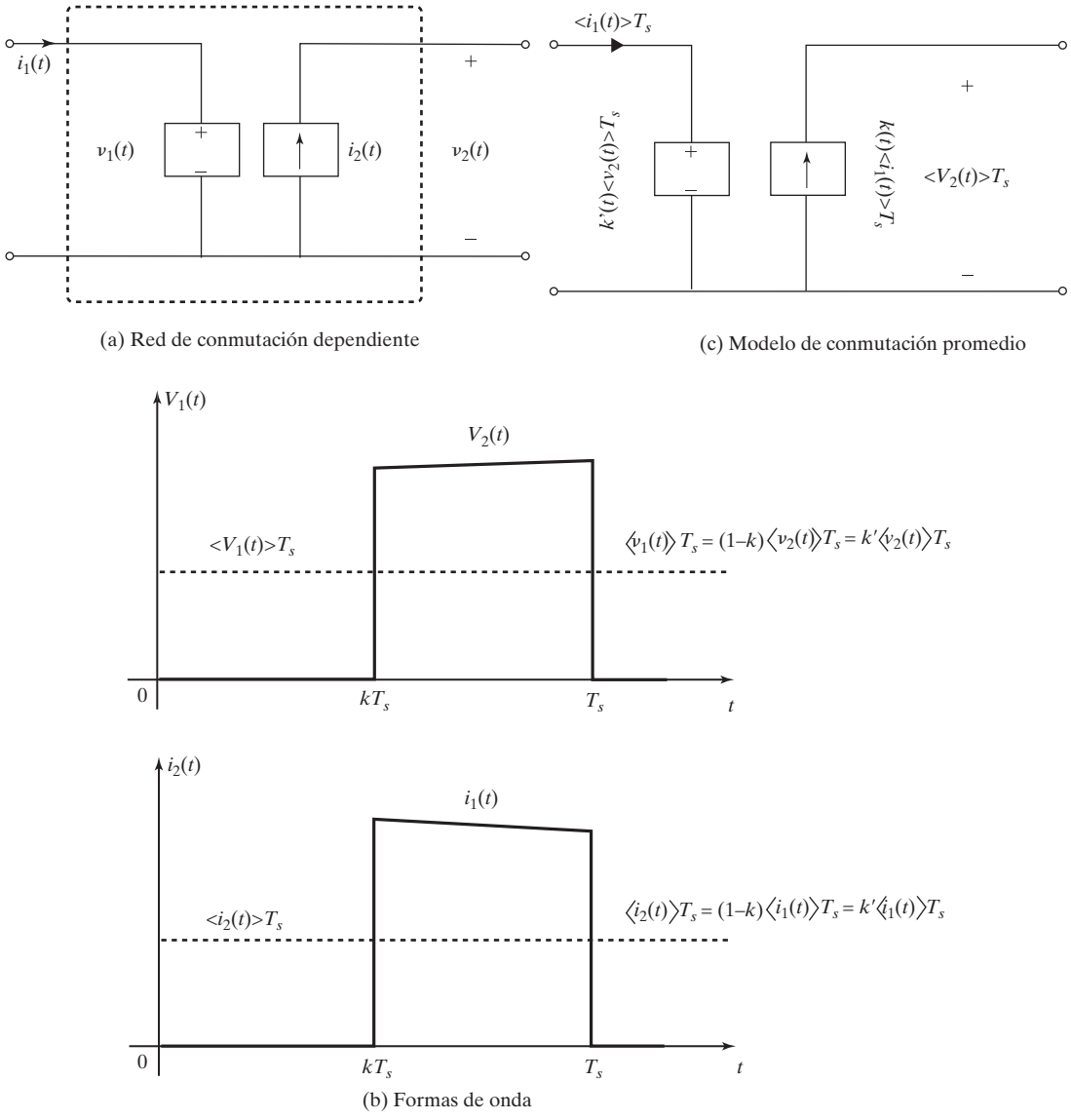


FIGURA 5.30

Formas de onda de las fuentes de voltaje y corriente dependientes.

$$
\begin{aligned}
k'(t) &= k' - \delta'(t) \\
\langle i(t)\rangle T_s &= \langle i_1(t)\rangle T_s = I + \tilde{i}(t) \\
\langle v(t)\rangle T_s &= \langle v_2(t)\rangle T_s = V + \tilde{v}(t) \\
\langle v_1(t)\rangle T_s &= V_1 + \tilde{v}_1(t) \\
\langle i_2(t)\rangle T_s &= I_2 + \tilde{i}_2(t)
\end{aligned}
$$

Al incluir los pequeños cambios de las fuentes dependientes que aparecen en la figura 5.30b, se dará el modelo completo del circuito del convertidor elevador como se muestra en la figura 5.31.

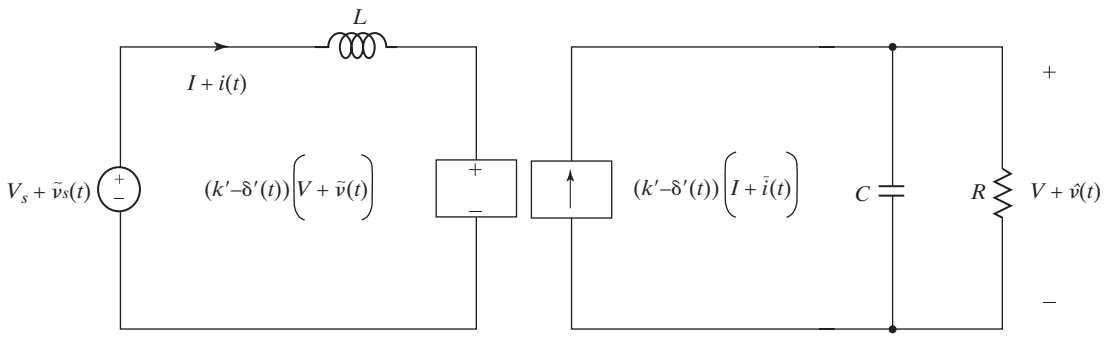


FIGURA 5.31

Modelo del circuito del convertidor elevador con una pequeña perturbación alrededor de una gran señal.

Paso 6: Determine un modelo lineal de señal pequeña. Las fuentes dependientes de gran señal de la figura 5.31 tienen términos no lineales que surgen del producto de dos cantidades variables con el tiempo. Podemos simplificarlas expandiendo el punto de operación y eliminando los términos de segundo grado que contienen el producto de pequeñas cantidades. La fuente de voltaje dependiente del lado de entrada se puede expandir a

$$\big(k' - \delta'(t)\big)\big(V + \tilde{v}(t)\big) = k'\big(V + \tilde{v}(t)\big) - V\delta'(t) - \tilde{v}(t)\delta'(t) \tag{5.135}$$

que se puede aproximar a

$$\big(k' - \delta'(t)\big)\big(V + \tilde{v}(t)\big) \approx k'\big(V + \tilde{v}(t)\big) - V\delta'(t) \tag{5.136}$$

Del mismo modo, la fuente de corriente dependiente del lado de la salida se puede expandir a

$$\big(k' - \delta'(t)\big)\big(I + \tilde{i}(t)\big) = k'\big(I + \tilde{i}(t)\big) - I\delta'(t) - \tilde{i}(t)\delta'(t) \tag{5.137}$$

lo cual se puede aproximar a

$$\big(k' - \delta'(t)\big)\big(I + \tilde{i}(t)\big) \approx k'\big(I + \tilde{i}(t)\big) - I\delta'\big(t\big) \tag{5.138}$$

El primer término en la ecuación (5.136) se debe a la transformación del voltaje de salida en el lado de entrada como se describe con la ecuación (5.70). El primer término en la ecuación (5.138) se debe a la transformación de la corriente de entrada al lado de la salida como se describe con la ecuación (5.73). Es decir, los primeros términos se deben al efecto de transformación de un transformador con una relación de vueltas de k':1. Al combinar las ecuaciones (5.136) y (5.137) se obtiene el modelo promediado del circuito de ca de pequeña señal y final de cd del convertidor elevador como se muestra en la figura 5.32.

Siguiendo los seis pasos descritos, podríamos obtener los modelos promedio del convertidor reductor [37,39] y del convertidor reductor-elevador [35,38] como se muestra en la figura 5.33. La red de conmutación para el SEPIC se muestra en la figura 5.34a y el modelo promedio en la 5.34b. Podríamos hacer las siguientes observaciones con base en las derivaciones del modelo promedio de convertidores.

- La transformación de voltaje y corriente de pequeña señal de ca y cd entre los lados de entrada y salida ocurre de acuerdo con una relación de conversión.
- La variación del ciclo de trabajo debida a la señal de compuerta de control del interruptor introduce variaciones de voltaje y corriente de ca de pequeña señal.

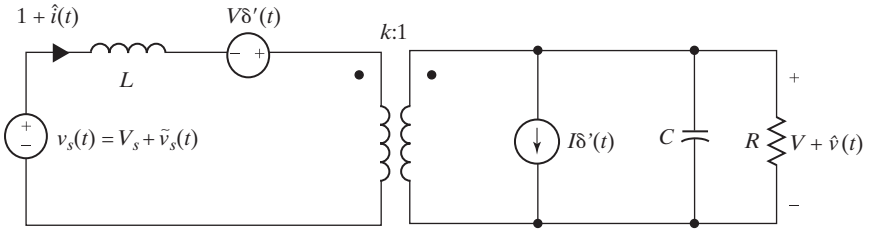
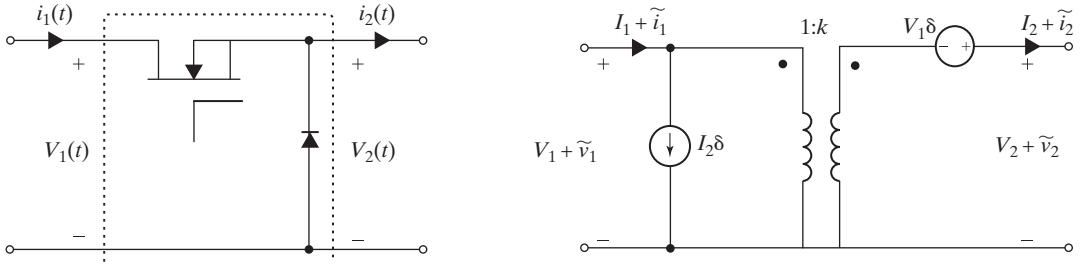
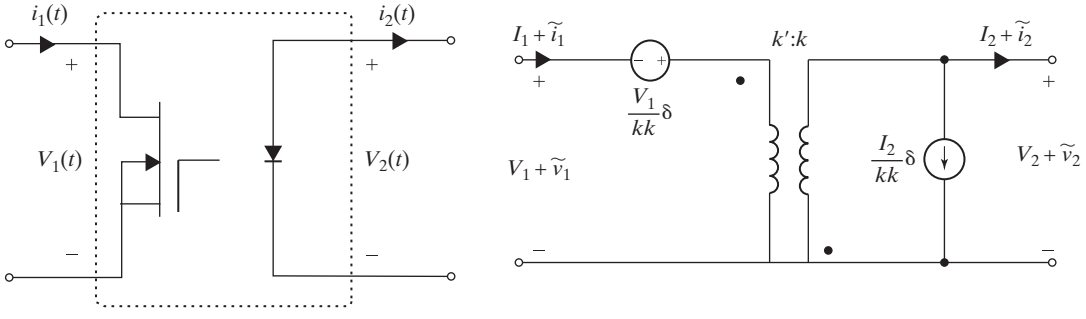


FIGURA 5.32

Modelo promediado del circuito de ca de pequeña señal y de cd del convertidor elevador.



(a) Convertidor reductor

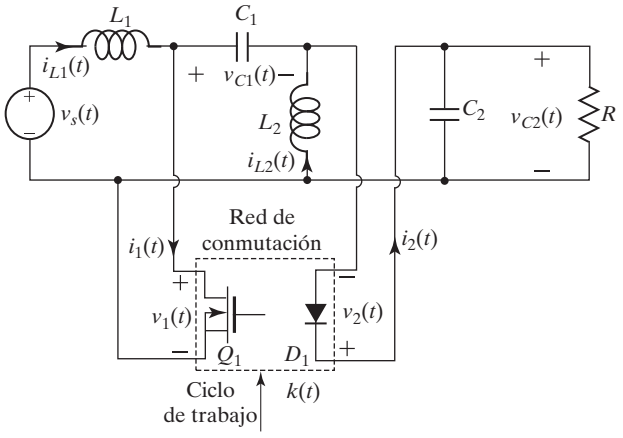


(b) Convertidor reductor-elevador

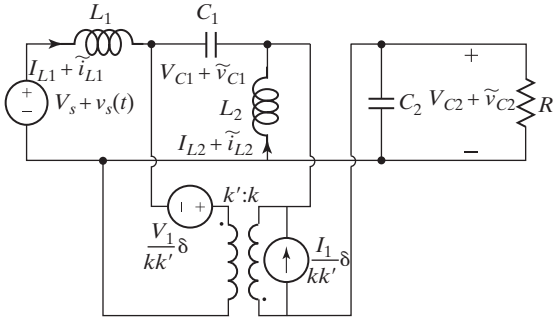
FIGURA 5.33

Modelo promediado del circuito de ca de señal pequeña y de cd de convertidores reductor y reductor-elevador.

- El interruptor del diodo permite el flujo de corriente mientras el interruptor del transistor suele estar apagado. Es decir, o el transistor o el diodo conduce al mismo tiempo.
- Si se conecta un interruptor a través de las terminales del puerto 1 o del puerto 2, se conecta una fuente de voltaje dependiente a través de las terminales. Por ejemplo, transistores en los convertidores elevador y reductor-elevador, y diodos en los convertidores reductor y reductor-elevador.
- Si se conecta un interruptor entre las terminales del puerto 1 y el puerto 2, una fuente de corriente dependiente se conecta a través de las terminales. Por ejemplo, el transistor en el convertidor reductor y los diodos en el convertidor reductor-elevador [35].



(a) Red de conmutación



(b) Convertidor SEPIC

FIGURA 5.34

Modelo promediado del circuito de ca de señal pequeña y de cd del SEPIC.

Puntos clave de la sección 5.13

- Un pequeño cambio en el ciclo de trabajo provoca un pequeño cambio en el voltaje de salida. Se necesita un modelo de señal pequeña de los convertidores para analizar y diseñar el circuito de retroalimentación. El voltaje de salida, la corriente de salida y la corriente de entrada de un convertidor varían con el tiempo. Sus formas de onda dependen del modo de operación. Un método promedio utiliza las cantidades promedio para obtener un modelo de señal pequeña de la red de conmutación. En consecuencia, las variables de conmutación y el modelo se vuelven invariables con el tiempo y el procedimiento se denomina modelo de conmutación promediado. El método de promediado de circuitos es sencillo y se puede utilizar para obtener el modelo de circuito de señal pequeña (también conocido como de ca) de un convertidor.

5.14 ANÁLISIS DE ESPACIO DE ESTADOS DE REGULADORES

Cualquier ecuación diferencial no lineal o lineal de n-ésimo orden en una variable dependiente del tiempo se puede escribir [26] como n ecuaciones diferenciales de primer orden en n variables dependientes del tiempo x_1 a través de x_n. Consideremos, por ejemplo, la siguiente ecuación de tercer orden:

$$y^m + a_2 y^n + a_1 y' + a_0 = 0 \tag{5.139}$$

donde y' es la primera derivada de y, $y' = (d/dt)y$. Sea $y = x_1$. Entonces la ecuación (5.139) se puede representar por tres ecuaciones

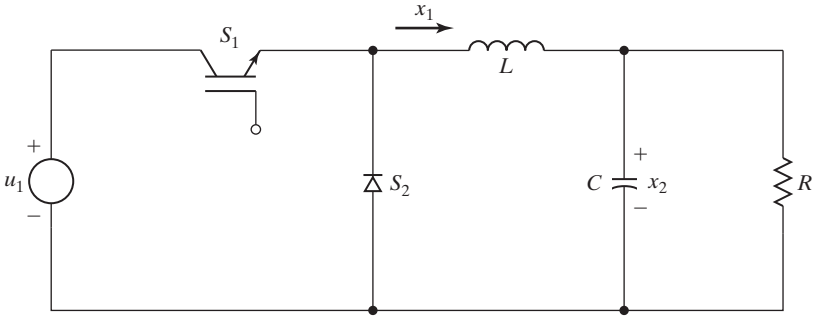
$$x_1' = x_2 \tag{5.140}$$
$$x_2'' = x_3 \tag{5.141}$$
$$x_3'' = -a_0x_1 - a_1x_2 - a_3x_3 \tag{5.142}$$

En cada caso se deben conocer las n condiciones iniciales antes de que se pueda determinar una solución exacta. Para cualquier sistema de n-ésimo orden, un conjunto de n variables independientes es necesario y suficiente para describir ese sistema por completo. Estas variables $x_1, x_2,\ldots,x_n$ se llaman *variables de estado* del sistema. Si las condiciones iniciales de un sistema lineal se conocen en el tiempo t_0 entonces podemos determinar los estados de los sistemas en todos los tiempos $t > t_0$ y para un conjunto dado de fuentes de entrada.

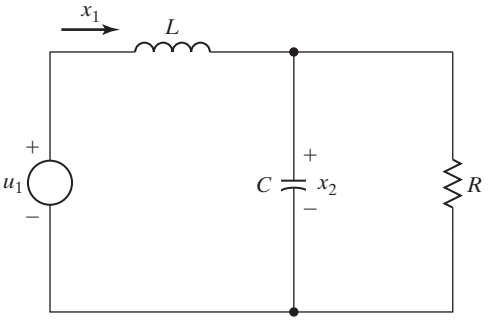
Todas las variables de estado son x con subíndice y todas las fuentes son u con subíndice. Consideremos el convertidor reductor básico de la figura 5.17a, el cual se redibujó en la figura 5.35a. La fuente V_s de cd se reemplaza con la fuente u_1 más general.

Modo 1. El interruptor S_1 está abierto y el interruptor S_2 está cerrado. El circuito equivalente se muestra en la figura 5.35b. Aplicando la ley del voltaje de Kirchoff (KVL), obtenemos

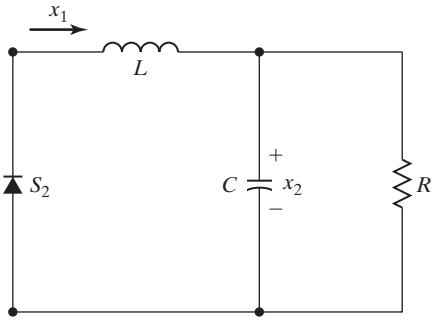
$$u_1 = Lx_1' + x_2$$
$$Cx_2' = x_1 - \frac{1}{R}x_2$$



(a) Circuito del convertidor



(b) Circuito equivalente en el modo 1



(c) Circuito equivalente en el modo 2

FIGURA 5.35

Convertidor reductor con variables de estado

que se pueden reordenar como sigue

$$x_1' = \frac{-1}{L}x_2 + \frac{1}{L}u_1 \tag{5.143}$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \tag{5.144}$$

Estas ecuaciones se pueden escribir en el formato universal:

$$x' = A_1x + B_1u_1 \tag{5.142}$$

donde x = vector de estado $= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$

$$A_1 = \text{matriz de coeficientes de estado} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{pmatrix}$$

u_1 = vector de fuente

$$B_1 = \text{matriz de coeficientes de fuente} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$$

Modo 2. El interruptor S_1 está cerrado y el interruptor S_2 está abierto. El circuito equivalente se muestra en la figura 5.35c. Aplicando la ley del voltaje de Kirchoff, tenemos

$$0 = Lx_1' + x_2$$

$$Cx_2' = x_1 - \frac{1}{R}x_2$$

que se pueden reordenar como sigue

$$x_1' = \frac{-1}{L}x_2 \tag{5.146}$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \tag{5.147}$$

Estas ecuaciones se pueden escribir en el formato universal:

$$x' = A_2x + B_2u_1 \tag{5.148}$$

donde x = vector de estado $= \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$

$$A_2 = \text{matriz de coeficientes de estado} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{pmatrix}$$

u_1 = vector de fuente = 0

B_2 = matriz de coeficientes de fuente = $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$

En sistemas de retroalimentación el ciclo de trabajo es una función de **x** y también puede ser una función de **u**. Por consiguiente, la solución total se obtiene promediando el espacio de estados, es decir, sumando los términos de cada análisis en el modo lineal conmutado. Utilizando el formato universal obtenemos

$$A = A_1k + A_2(1 - k) \tag{5.149}$$

$$B = B_1k + B_2(1 - k) \tag{5.150}$$

Sustituyendo A_1, A_2, B_1 y B_2 podemos determinar

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \dfrac{-1}{L} \\ \dfrac{1}{C} & \dfrac{1}{RC} \end{pmatrix} \tag{5.151}$$

$$B = \begin{pmatrix} \dfrac{k}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \tag{5.152}$$

que a su vez conduce a las siguientes ecuaciones de estado:

$$x_1' = \frac{-1}{L}x_2 + \frac{k}{L}u_1 \tag{5.153}$$

$$x_2' = \frac{-1}{C}x_2 + \frac{1}{RC}x_2 \tag{5.154}$$

En la figura 5.36 se muestra un circuito continuo pero no lineal descrito por las ecuaciones (5.153) y (5.154). Es un circuito no lineal ya que por lo general k puede ser una función de x_1, x_2 y u_1.

El promediado de espacio de estados es una técnica de aproximación que, para frecuencias de conmutación suficientemente altas, permite un análisis de frecuencia de señal en tiempo continuo aparte del análisis de frecuencia de conmutación. Aunque el sistema original es lineal en cualquier condición de conmutación dada, el sistema resultante (por ejemplo, el de la figura 5.36) no suele ser lineal. Por tanto, se tienen que emplear aproximaciones para obtener

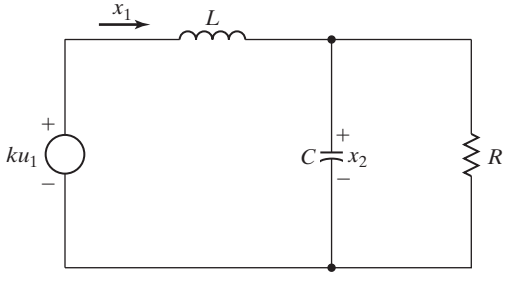


FIGURA 5.36

Circuito equivalente continuo del convertidor reductor con variables de estado.

el comportamiento de señal pequeña linealizado antes de que se puedan aplicar otras técnicas [27,28], como las transformadas de Laplace y gráficas de Bode.

Puntos clave de la sección 5.14

- El promediado de espacio de estados es una técnica aproximada que se puede aplicar para describir las relaciones de entrada y salida de un convertidor de conmutación que tiene diferentes modos de funcionamiento de conmutación. Aunque el sistema original es lineal para cualquier condición de conmutación dada, el sistema resultante por lo general es no lineal. En consecuencia, se tienen que emplear aproximaciones de señal pequeña para obtener el comportamiento de señal pequeña linealizado antes de que se puedan aplicar otras técnicas.

5.15 CONSIDERACIONES DE DISEÑO PARA FILTRO DE ENTRADA Y CONVERTIDORES

En la ecuación (5.14) observamos que el voltaje de salida contiene armónicos. Se puede conectar un filtro tipo C, LC o L a la salida para reducir los armónicos de salida [24,25]. Las técnicas para diseñar el filtro son similares a las de los ejemplos 3.13 y 3.14.

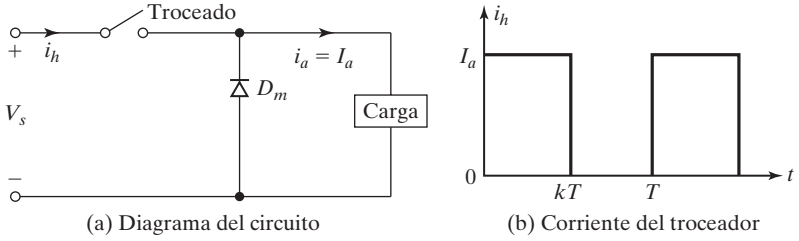
En la figura 5.37a se muestra un convertidor con una carga altamente inductiva. El rizo de la corriente de la carga es insignificante ($\Delta I = 0$). Si la corriente promedio de la carga es I_a, su corriente pico es $I_m = I_a + \Delta I = I_a$. La corriente de entrada, la cual es de forma pulsante como se muestra en la figura 5.37b, contiene armónicos y se puede expresar en una serie de Fourier como

$$i_{nh}(t) = kI_a + \frac{I_a}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty} \operatorname{sen} 2n\pi k \cos 2n\pi ft + \frac{I_a}{n\pi}\sum_{n=1}^{\infty}(1 - \cos 2n\pi k) \operatorname{sen} 2n\pi ft \tag{5.155}$$

El componente fundamental ($n = 1$) de la corriente armónica generada por el convertidor en el lado de entrada está dado por

$$i_{1h}(t) = \frac{I_a}{\pi} \operatorname{sen} 2\pi k \cos 2\pi ft + \frac{I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k) \operatorname{sen} 2\pi ft \tag{5.156}$$

En la práctica, por lo común se conecta un filtro de entrada como el de la figura 5.28 para filtrar los armónicos generados por el convertidor de la línea de suministro. El circuito equivalente para las corrientes armónicas generadas por el convertidor se muestra en la figura 5.39, y el valor rms del n-ésimo componente armónico en el suministro se puede calcular con



(a) Diagrama del circuito (b) Corriente del troceador

FIGURA 5.37

Forma de onda de la corriente de entrada del convertidor.

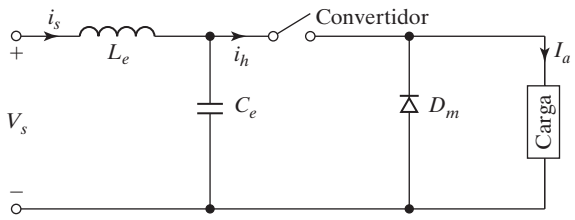


FIGURA 5.38
Convertidor con filtro de entrada

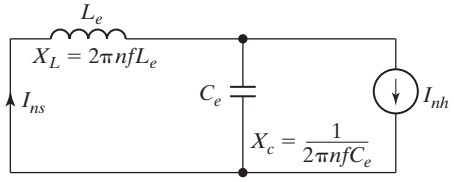


FIGURA 5.39
Circuito equivalente para corrientes armónicas.

$$I_{ns} = \frac{1}{1 + (2n\pi f)^2 L_e C_e} I_{nh} = \frac{1}{1 + (nf/f_0)^2} I_{nh} \tag{5.157}$$

donde f es la frecuencia de troceado y $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_e C_e})$ es la frecuencia resonante del filtro. Si $(f/f_0) \gg 1$, el cual suele ser el caso, la corriente del n-ésimo armónico en el suministro se hace

$$I_{ns} = I_{nh}\left(\frac{f_0}{nf}\right)^2 \tag{5.158}$$

Una alta frecuencia de troceado reduce los tamaños de los elementos del filtro de entrada, aunque las frecuencias de los armónicos generados por el convertidor en la línea de suministro también se incrementan; esto puede causar problemas de interferencia con señales de control y de comunicación.

Si la fuente tiene algunas inductancias, L_s, y el interruptor del convertidor como el de la figura 5.2a se abre, se puede almacenar una cantidad de energía en la inductancia de la fuente. Si se intenta abrir el interruptor del convertidor, los dispositivos semiconductores podrían dañarse debido a un voltaje inducido a consecuencia de esta energía almacenada. El filtro LC de entrada proporciona una fuente de baja impedancia para la acción del convertidor.

Ejemplo 5.9 Cómo determinar la corriente armónica de entrada de un convertidor de cd

Un convertidor como el de la figura 5.37a abastece a una carga altamente inductiva. La corriente promedio de la carga es $I_a = 100$ A y su corriente de rizo se puede considerar insignificante ($\Delta I = 0$). Se utiliza un filtro sencillo LC de entrada con $L_e = 0.3$ mH y $C_e = 4500$ μF. Si el convertidor funciona a una frecuencia de 350 Hz y un ciclo de trabajo de 0.5, determine el valor rms máximo del componente fundamental de la corriente armónica generada por el convertidor en la línea de suministro.

Solución

Con $I_a = 100$ A, $f = 350$ Hz, $k = 0.50$, $C_e = 4500$ μF, y $L_e = 0.3$ mH, $L_e = 0.3$ mH, $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_e L_e}) = 136.98$ Hz. La ecuación (5.156) se puede escribir como

$$I_{1h}(t) = A_1 \cos 2\pi ft + B_1 \operatorname{sen} 2\pi ft$$

donde $A_1 = (I_a/\pi)$ sen $2\pi k$ y $B_1 = (I_a/\pi)$ $(1 - \cos 2\pi k)$. La magnitud pico de esta corriente se calcula con

$$I_{ph} = (A_1^2 + B_1^2)^{1/2} = \frac{\sqrt{2}I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k)^{1/2} \tag{5.159}$$

El valor rms de esta corriente es

$$I_{1h} = \frac{I_a}{\pi}(1 - \cos 2\pi k)^{1/2} = 45.02\,\text{A}$$

y ésta alcanza su valor máximo en $k = 0.5$. El componente fundamental de la corriente armónica generada por el convertidor en la línea de suministro se calcula con la ecuación (5.157) y está dada por

$$I_{1s} = \frac{1}{1 + (f/f_0)^2} I_{1h} = \frac{45.02}{1 + (350/136.98)^2} = 5.98\,\text{A}$$

Si $f/f_0 \gg 1$, la corriente armónica en el suministro es aproximadamente

$$I_{1s} = I_{1h}\left(\frac{f_0}{f}\right)^2$$

Ejemplo 5.10

En la figura 5.40 se muestra un convertidor reductor. El voltaje de entrada es $V_s = 110$ V, el voltaje promedio de la carga es $V_a = 60$ V, y la corriente promedio de la carga es $I_a = 20$ A. La frecuencia de troceado es $f = 20$ kHz. Los rizos pico a pico son 2.5% del voltaje de la carga, 5% de la corriente de la carga, y 10% de la corriente del filtro L_e. (a) Determine los valores de L_e, L, y C_e. Use PSpice (b) para verificar los resultados graficando el voltaje v_c instantáneo del capacitor y la corriente instantánea i_L de la carga, y (c) para calcular los coeficientes de Fourier y la corriente de entrada i_s. Los parámetros del modelo SPICE del transistor son IS = 6.734f, BF = 416.4, BR = 0.7371, CJC = 3.638P, CJE = 4.493P, TR = 239.5N, TF = 301.2P, y los del diodo son IS = 2.2E − 15, BV = 1800 V, TT = 0.

Solución

$$V_s = 110\,\text{V}, V_a = 60\,\text{V},\ I_a = 20\,\text{A}$$
$$\Delta V_c = 0.025 \times V_a = 0.025 \times 60 = 1.5\,\text{V}$$
$$R = \frac{V_a}{I_a} = \frac{60}{20} = 3\,\Omega$$

Con la ecuación (5.56),

$$k = \frac{V_a}{V_s} = \frac{60}{110} = 0.5455$$

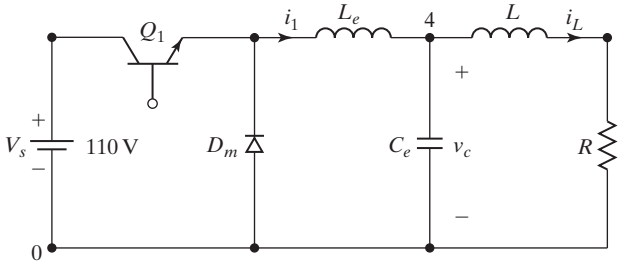


FIGURA 5.40
Convertidor reductor.

Con la ecuación (5.57),

$$I_s = kI_a = 0.5455 \times 20 = 10.91\,\text{A}$$
$$\Delta I_L = 0.05 \times I_a = 0.05 \times 20 = 1\,\text{A}$$
$$\Delta I = 0.1 \times I_a = 0.1 \times 20 = 2\,\text{A}$$

a. Con la ecuación (5.59) obtenemos el valor de L_e:

$$L_e = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I f V_s} = \frac{60 \times (110 - 60)}{2 \times 20\,\text{kHz} \times 110} = 681.82\,\mu\text{H}$$

Con la ecuación (5.61), obtenemos el valor de C_e:

$$C_e = \frac{\Delta I}{\Delta V_c \times 8f} = \frac{2}{1.5 \times 8 \times 20\,\text{kHz}} = 8.33\,\mu\text{F}$$

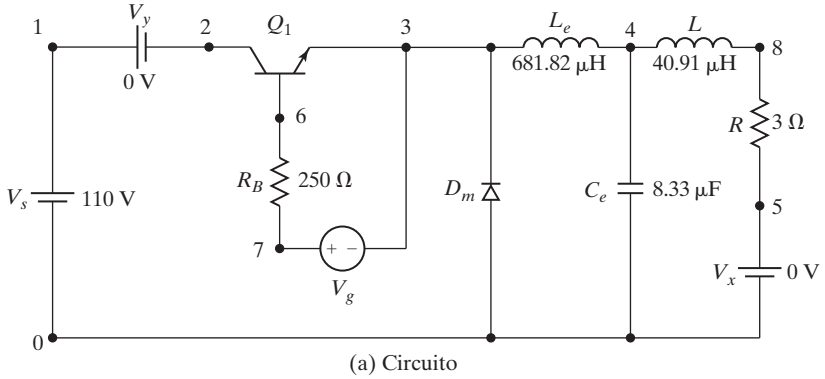
Suponiendo una subida lineal de la corriente i_L de la carga durante el tiempo de $t = 0$ a $t_1 = kT$, podemos escribir aproximadamente

$$L\frac{\Delta I_L}{t_1} = L\frac{\Delta I_L}{kT} = \Delta V_C$$

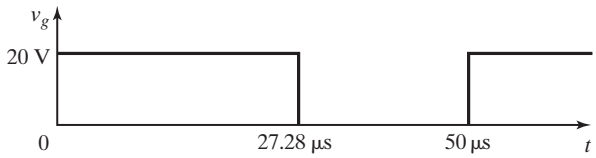
que da el valor aproximado de L:

$$L = \frac{kT\Delta V_c}{\Delta I_L} = \frac{k\Delta V_c}{\Delta I_L f} \tag{5.160}$$
$$= \frac{0.5454 \times 1.5}{1 \times 20\,\text{kHz}} = 40.91\ \mu\text{H}$$

b. $k = 0.5455$, $f = 20$ kHz, $T = 1/f = 50$ μs, y $t_{\text{on}} = k \times T = 27.28$ μs. El troceador reductor para simulación con PSpice se muestra en la figura 5.41a. El voltaje de control V_g se muestra en la figura 5.41b. La lista del archivo del circuito es la siguiente:



(a) Circuito



(b) Voltaje de control

FIGURA 5.41

Troceador reductor para simulación con PSpice.

```
Ejemplo 5.10     Convertidor reductor
VS      1     0     DC    110V
VY      1     2     DC    0V    ; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
Vg      7     3     PULSE (0V  20V  0  0.1NS  0.1NS  27.28US 50US)
RB      7     6     250                    ; Resistencia de base del transistor
LE      3     4     681.82UH
CE      4     0     8.33UF  IC=60V ; voltaje inicial
L       4     8     40.91UH
R       8     5     3
VX      5     0     DC    OV     ; Fuente de voltaje para medir la corriente de la carga
DM      0     3     DMOD                      ; Diodo de conducción libre
.MODEL DMOD    D(IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0)     ; Parámetros del modelo de diodo
Q1      2     6     3      QMOD                 ; Interruptor BJT
.MODEL  QMOD  NPN  (IS=6.734F BF=416.4 BR=.7371 CJC=3.638P
+ CJE=4.493P TR=239.5N TF=301.2P)       ; Parámetros del modelo de BJT
.TRAN 1US   1.6MS   1.5MS   1US     UIC          ; Análisis de transitorios
.PROBE                                           ; Postprocesador gráfico
.options  abstol = 1.00n reltol = 0.01 vntol = 0.1 ITL5=50000 ; convergencia
.FOUR    20KHZ    I(VY)                         ; Análisis de Fourier
.END
```

Las gráficas obtenidas con PSpice se muestran en la figura 5.42, donde $I(VX)$ = corriente de la carga, $I(L_e)$ = corriente L_e del inductor, y $V(4)$ = voltaje del capacitor. Con el cursor PSpice que aparece en la figura 5.42 se obtiene $V_a = V_c = 59.462$V, $\Delta V_c = 1.782$ V, $\Delta I = 2.029$ A, $\Delta I_L = 0.3278$ A, e $I_a = 19.8249$ A. Esto comprueba el diseño; sin embargo, ΔI_L resulta mejor de lo que se esperaba.

c. Los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada son

```
COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA I(VY)
COMPONENTE DE CD = 1.079535E+01
ARMÓNICO      FRECUENCIA  COMPONENTE   COMPONENTE      PHASE         FASE
    NÚM.         (HZ)     DE FOURIER   NORMALIZADO      (DEG)     NORNMALIZADA
                                                                     (DEG)
     1       2.000E+04   1.251E+01    1.000E+00    -1.195E+01    0.000E+00
     2       4.000E+04   1.769E+00    1.415E-01     7.969E+01    9.163E+01
     3       6.000E+04   3.848E+00    3.076E-01    -3.131E+01   -1.937E+01
     4       8.000E+04   1.686E+00    1.348E-01     5.500E+01    6.695E+01
     5       1.000E+05   1.939E+00    1.551E-01    -5.187E+01   -3.992E+01
     6       1.200E+05   1.577E+00    1.261E-01     3.347E+01    4.542E+01
     7       1.400E+05   1.014E+00    8.107E-02    -7.328E+01   -6.133E+01
     8       1.600E+05   1.435E+00    1.147E-01     1.271E+01    2.466E+01
     9       1.800E+05   4.385E-01    3.506E-02    -9.751E+01   -8.556E+01
   DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL =    4.401661E+01 POR CIENTO
```

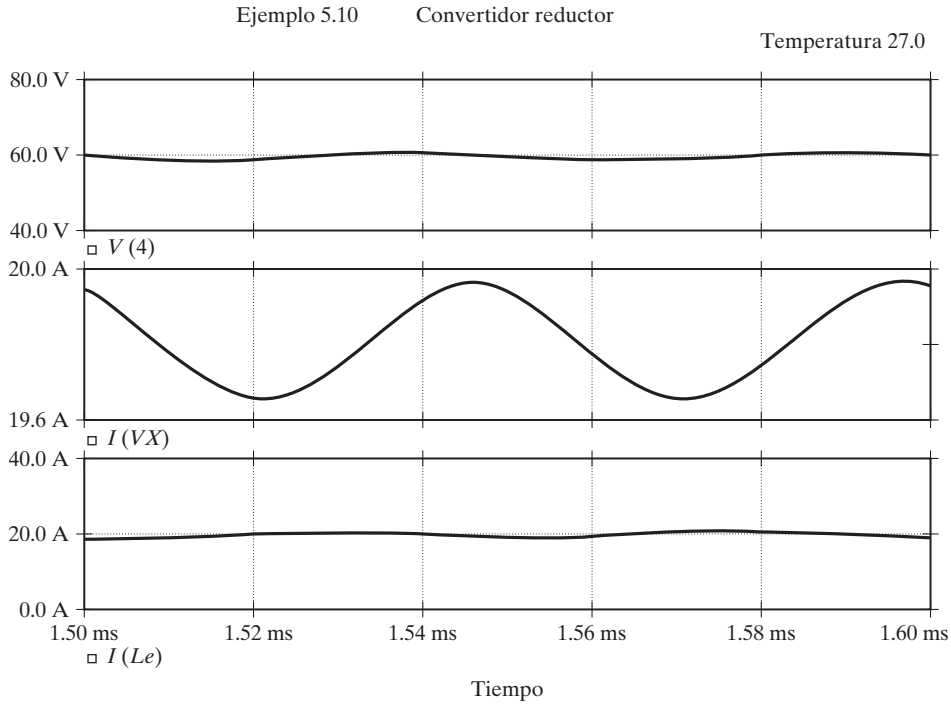


FIGURA 5.42

Gráficas obtenidas con PSpice para el ejemplo 5.10.

Puntos clave de la sección 5.15

- El diseño de un circuito convertidor cd-cd requiere (1) determinar la topología del convertidor; (2) determinar el voltaje y corrientes de los dispositivos de conmutación; (3) determinar los valores y capacidades de los elementos pasivos como capacitores e inductores, y (4) elegir la estrategia de control y el algoritmo de control de compuerta para obtener la salida deseada.

5.16 CIRCUITO INTEGRADO EXCITADOR PARA CONVERTIDORES

Existen numerosos circuitos integrados excitadores de compuerta comercialmente disponibles para convertidores de potencia de control de compuerta, los cuales incluyen control de modulación por ancho de pulso (PWM) [41], control de corrección de factor de potencia (PFC) [40], control combinado de PWM y PFC, control de modo de corriente [42], puente excitador, servo excitador, excitadores de medio puente, excitador de motor de pasos, y excitador de compuerta de tiristor. Estos circuitos integrados se pueden utilizar en aplicaciones como convertidores reductores para cargadores de baterías, convertidor dual en directo para excitadores de motor de reluctancia conmutado, inversor de puente completo con control de modo de corriente, inversor trifásico para excitadores de motores sin escobillas y de inducción, puente convertidor equilibrado para fuentes de potencia, y control PWM sincrónico de fuentes de potencia de modo conmutado (SMPs). En la figura 5.43 se muestra el diagrama de bloques de un excitador MOS de compuerta VH flotante (MGD) de uso general [40].

Los canales lógicos de entrada se controlan con entradas compatibles con TTL/CMOS. Los umbrales de transición son diferentes de un dispositivo a otro. Algunos excitadores MOS de

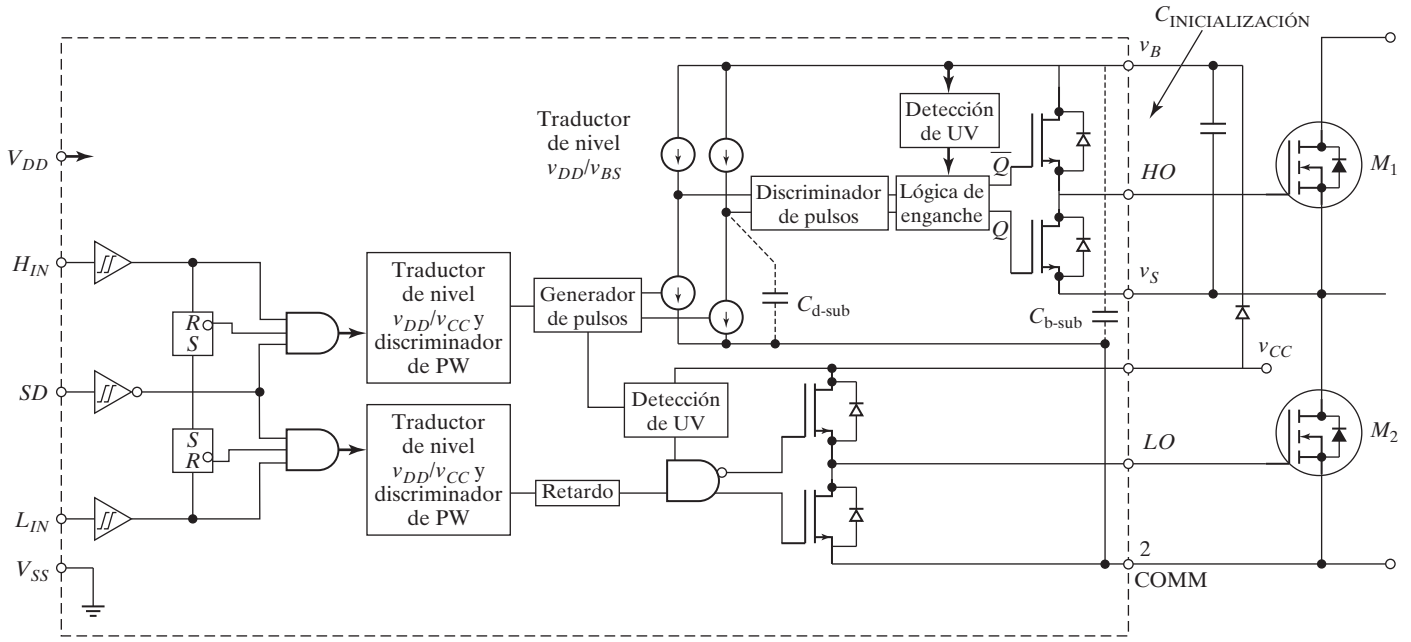


FIGURA 5.43

Diagrama de bloques de un excitador de compuerta MOS, Ref. 40. (Cortesía de International Rectifier, Inc.).

compuerta tienen el umbral de transición proporcional a la fuente lógica V_{DD} (3 a 20 V) y acopladores de disparo Schmitt con histéresis igual al 10% de V_{DD} para aceptar entradas con un largo tiempo de subida mientras que otros excitadores MOS de compuerta tienen una transición fija de 0 lógico a 1 lógico de entre 1.5 y 2 V. Algunos excitadores MOS de compuerta pueden excitar sólo un dispositivo en el lado de alta potencia, en tanto que otros pueden excitar un dispositivo en el lado de alta potencia y otro en el lado de baja potencia. Otros más pueden excitar un puente trifásico completo. Cualquier excitador del lado de alta potencia también puede excitar un dispositivo en el lado de baja potencia. Los excitadores MOS de compuerta con dos canales de excitación pueden tener comandos de entrada duales, y por consiguiente independientes, o un comando de entrada único con excitación complementaria y tiempo ocioso predeterminado.

La etapa de salida del lado de baja potencia se implementa ya sea con dos MOSFETs de canal *N* en configuración de poste de tótem o con una etapa de inversor CMOS de canal *N* y una de canal *P*. El seguidor de la fuente actúa como una fuente de corriente y como fuente común para disipar corriente. La fuente del excitador de baja se conecta de forma independiente a la terminal 2 de modo que se pueda hacer una conexión directa con la fuente del dispositivo de potencia para el regreso de la corriente de excitación de compuerta. Esto puede evitar que algún canal funcione en una situación de bloqueo de voltaje si V_{CC} tiene un valor menor que el especificado (típicamente 8.2 V).

El canal del lado de alta potencia se integra a una "tina de aislamiento" capaz de flotar con respecto a una tierra común (COM). La tina "flota" al potencial de V_s, el cual se ha establecido por el voltaje aplicado a V_{CC} (de 15 V) y oscila entre los dos canales o rieles. La carga de compuerta para el lado de alta potencia del MOSFET la proporciona el capacitor C_B de inicialización, el cual se carga con la fuente de V_{CC} a través del diodo de inicialización durante el tiempo en que el dispositivo está apagado. Dado que el capacitor se carga desde una fuente de bajo voltaje, la potencia consumida para excitar la compuerta es pequeña. Por consiguiente los transistores controlados por compuerta MOS exhiben una característica de entrada capacitiva, es decir, el suministro de carga a la compuerta, en vez de ser una corriente continua, puede encender el dispositivo.

En la figura 5.44 se muestra una aplicación típica de un controlador PWM en modo de corriente. Sus características incluyen una baja potencia de reserva, inicialización suave, detección de corriente pico, bloqueo por bajo voltaje de entrada, desconexión térmica y protección contra sobrevoltaje, así como una frecuencia de 100 kHz de alta conmutación.

RESUMEN

Se puede utilizar un convertidor de cd como transformador de cd para elevar o reducir un voltaje fijo de cd. El convertidor también se puede utilizar para reguladores de voltaje en modo de conmutación y para transferir energía entre dos fuentes de cd. Sin embargo, se generan armónicos a la entrada y en el lado de la carga del convertidor, los cuales se pueden reducir con filtros de entrada y salida. Un convertidor puede funcionar a una frecuencia fija o variable. Un convertidor de frecuencia variable genera armónicos de frecuencias variables y el diseño de un filtro se dificulta; por lo común se utiliza un convertidor de frecuencia fija. Para reducir los tamaños de los filtros y la corriente de rizo de la carga, la frecuencia de troceado debe ser alta. Un método promedio utiliza las cantidades promedio para obtener un modelo de pequeña señal de la red de conmutación. Por consiguiente, las variables de conmutación y el modelo se vuelven invariables en el tiempo y el procedimiento se llama *modelo de conmutación promediado*. Se puede aplicar la técnica de promedio de espacio de estados para describir las relaciones de entrada y salida de un convertidor de conmutación, que tiene diferentes modos de operación de conmutación.

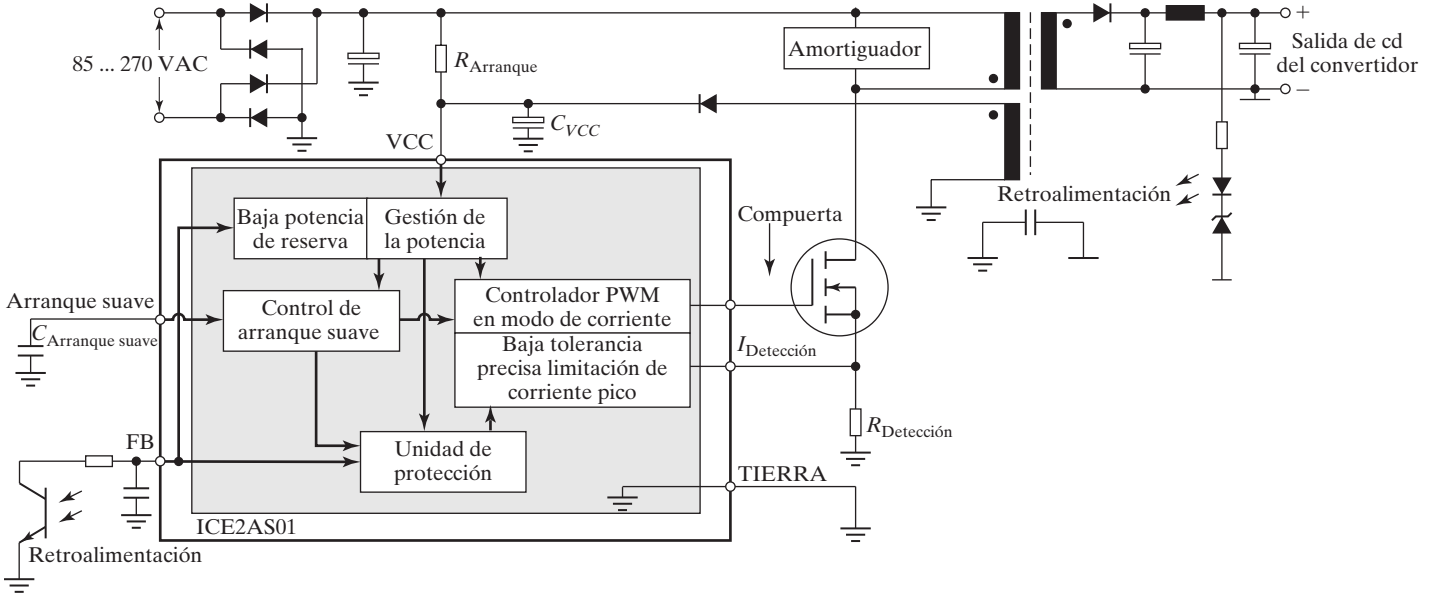


FIGURA 5.44

Aplicación típica de un circuito integrado de control de modelo de corriente para fuente de potencia en modo conmutado, Ref. 42. (Cortesía de Siemens Group, Alemania).

REFERENCIAS

[1] Bleijs, J.A.M., y J. A. Gow. (2001). "Fast maximum power point control of current-fed DC-DC converter for photovoltaic arrays". *Electronics Letters*. Vol. 37, núm. 1, enero. (5-6).

[2] Forsyth, A.J., y S. V. Mollov. (1998). "Modeling and control of DC-DC converters". *Power Engineering Journal*. Vol. 12, núm. 5. (229-236).

[3] Baranovski, A.L., A. Mogel, W. Schwarz, y O. Woywode. (2000). "Chaotic control of a DC-DC-Converter". *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Ginebra, Suiza. Vol. 2. (II-108-II-111).

[4] Matsuo, H, F. Kurokawa, H. Etou, Y. Ishizuka, y C. Chen, Changfeng. (2000). "Design oriented analysis of the digitally controlled de-dc converter". *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Galway, R.U. (401-407).

[5] Rodriguez Marrero, J.L., R. Santos Bueno, y G. C. Verghese. (1999). "Analysis and control of chaotic DC-DC switching power converters". *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems.* Orlando, FL. Vol. 5. (V-287-V-292).

[6] Ioannidis, G., A. Kandianis, y S. N. Manias. (1998). "Novel control design for the buck converter". *IEE Proceedings: Electric Power Applications*. Vol. 145, núm. 1, enero. (39-47).

[7] Oruganti, R., y M. Palaniappan. (2000). «Inductor voltage control of buck-type single-phase ac-dc converter». *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 15, núm. 2. (411-417).

[8] Thottuvelil, V.J., y G. C. Verghese. (1998). "Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing",.*IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 13, núm. 4. (635-644).

[9] Berkovich, Y., y A. Ioinovici. (1999). "Dynamic model of PWM zero-voltage-transition DC-DC boost converter". *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems,* Orlando, FL. Vol. 5. (V-254-V-25).

[10] Cúk, S., y R. D. Middlebrook. (1983). "Advances in switched mode power conversión". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE30, núm. 1. (10-29).

[11] Kit Sum, K. (1984). *Switch Mode Power Conversion—Basic Theory and Design*. Nueva York. Marcel Dekker. Cápitulo 1.

[12] Ma, D., W. H. Ki, C. Y. Tsui, y P. K. T. Mok. (2001). "A 1.8-V single-inductor dual-output switching converter for power reduction techniques". Symposium on VLSI Circuits. (137-140).

[13] Middlebrook, R.D., y S. Cúk. (1997). "A general unified approach to modeling dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode". *IEEE Power Electronics Specialist Conference.* (36-57).

[14] Chung, H.S.H. (1999). "Design and analysis of a switched-capacitor-based step-up DC/ DC converter with continuous input current". *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*: *Fundamental Theory and Applications*. Vol. 46, núm. 6. (722-730).

[15] Chung, H.S.H., S. Y. R. Hui, y S. C. Tang. (1999). "Development of low-profile DC/DC converter using switched-capacitor circuits and coreless PCB gate drive". *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference,* Charleston, SC. Vol. 1. (48-53).

[16] Kazerani, M., P. D. Ziogas, y G. Ioos. (1991), "A novel active current wave shaping technique for solid-state input power factor conditioners". *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* Vol. IE38, núm. 1. (72-78).

[17] Takahashi, B.I. (1990). "Power factor improvements of a diode rectifier circuit by dither signals". *Conference Proc. IEEE-IAS Annual Meeting.* Seattle, WA. Octubre. (1279-1294).

[18] Prasad, A.R., y P. D. Ziogas. (1991). "An active power factor correction technique for three phase diode rectifiers". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6, núm. 1. (83-92).

[19] Prasad, A.R., P. D. Ziogas, y S. Manias. (1991). "A passive current wave shaping method for three phase diode rectifiers". *Proc. IEEE APEC-91 Conference Record*. (319-330).

[20] Dawande, M.S., y G. K. Dubey. (1996). "Programmable input power factor correction method for switch-mode rectifiers". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 4. (585-591).

[21] Dawande, M.S., V. R. Kanetkar, y G. K. Dubey. (1996). "Three-phase switch mode rectifier with hysteresis current control". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 3. (466-471).

[22] Mehl, E.L.M., e I. Barbi. (1997). "An improved high-power factor and low-cost three-phase rectifier". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 33, núm. 2. (485-492).

[23] Daniel, F., R. Chaffai, y K. AI-Haddad. (1996). "Three-phase diode rectifier with low harmonic distortion to feed capacitive loads". *IEEE APEC Conference Proc*. (932-938).

[24] Florez-Lizarraga M., y A. F. Witulski. (1996). "Input filter design for multiple-module DC power systems". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 3. (472-479).

[25] Alfayyoumi, M., A. H. Nayfeh, y D. Borojevic. (1999). "Input filter interactions in DC-DC switching regulators". *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference.* Charleston, SC. Vol. 2. (926-932).

[26] Mitchell*,* D.M. (1998). *DC-DC Switching Regulator.* Nueva York. McGraw-Hill. Capítulos 2 y 4.

[27] Lehman B., y R. M. Bass. (1996). "Extensions of averaging theory for power electronic systems". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 2, núm. 4. (542-553).

[28] Bevrani, H., M. Abrishamchian, y N. Safari-shad. (1999). "Nonlinear and linear robust control of switching power converters". *Proc. IEEE International Conference on Control Applications*. Vol. 1. (808-813).

[29] Mufioz C.A., y I. Barbi. (1999). "A new high-power-factor three-phase ac-dc converter: analysis, design, and experimentation". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 14, núm. 1, enero. (90-97).

[30] *IEC Publication 555:* Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar equipment; Part 2: Harmonics.

[31] Jang Y., y M. M. Jovanovic. (2000). "A new input-voltage feed forward harmonic-injection technique with nonlinear gain control for single-switch, three-phase, DCM boost rectifiers". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 28, núm. 1, marzo. (268-277).

[32] Rashid,M.H. (1993). *SPICE for Power Electronics Using PSpice.* Englewood Cliffs, N.J. Prentice-Hall. Capítulos 10 y 11.

[33] Wood, P. (1981). *Switching Power Converters.* Nueva York. Van Nostrand Reinhold.

[34] Sevems, R.P., y G. E. Bloom. (1983). *Modern DC-to-DC Switch Mode Power Converter Circuits.* Nueva York. Van Nostrand Reinhold.

[35] Erickson, R.W. (2001). *Fundamentals of Power Electronics.* 2ª. ed. Springer Publishing, Nueva York. Enero.

[36] Allan, L., A. Merdassi, L. Gerbaud, y S. Bacha. (2009). "Automatic modelling of power electronic converter, average model construction and Modelica model generation". *Proceedings 7th Modelica Conference,* Como, Italia. 20-22 de septiembre.

[37] Amran, Y., F. Huliehel, y S. (Sam) Ben-Yaakov. (1991). "A unified SPICE compatible average model of PWM converters", *IEEE Transactions On Power Electronics*. Vol. 6, núm. 4.

[38] Sanders, S.R., J. Mark Noworolslti, Xiaojuii Z. Liu, y George C. Vergliese. (1990). "Generalized averaging method for power conversion circuits". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6, núm. 2. (521-259).

[39] Gragger, J.V., A. Haumer, y M. Einhorn. (2010). "Averaged model of a buck converter for efficiency analysis". *Engineering Letters*. Vol. 18, núm. 1, enero.

[40] "HV floating MOS-gate driver ICs". (2001). Application Note AN978, International Rectifier, Inc. El Segunda, CA. Julio. www.irf.com.

[41] "Enhanced generation of PWM controllers". (2000). Unitrode Application Note U-128, Texas Instruments. Dallas, Texas.

[42] "Off-line SMPS current mode controller". (2001). Application Note ICE2AS01, Infineon Technologies. Munich, Alemania. Febrero. www.infineon.com.

PREGUNTAS DE REPASO

5.1 ¿Qué es un troceador de cd, o convertidor cd-cd?
5.2 ¿Cuál es el principio de funcionamiento de un convertidor reductor?
5.3 ¿Cuál es el principio de funcionamiento de un convertidor elevador?
5.4 ¿Qué es el control de modulación de ancho de pulso de un convertidor?
5.5 ¿Qué es el control de modulación de frecuencia de un convertidor?
5.6 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de convertidor de frecuencia variable?
5.7 ¿Cuál es el efecto de la inductancia de la carga en la corriente de rizo?
5.8 ¿Cuál es el efecto de la frecuencia de troceado en la corriente de rizo de la carga?
5.9 ¿Cuáles son las restricciones para la transferencia controlable de energía entre dos fuentes de voltaje de cd?
5.10 ¿Cuál es el algoritmo para generar el ciclo de trabajo de un convertidor?
5.11 ¿Cuál es el índice de modulación para un control de PWM?
5.12 ¿Qué es un convertidor de primero y segundo cuadrantes?
5.13 ¿Qué es un convertidor de tercero y cuarto cuadrantes?
5.14 ¿Qué es un convertidor de cuatro cuadrantes?
5.15 ¿Cuáles son los parámetros que limitan la frecuencia de un convertidor?
5.16 ¿Qué es un regulador de modo de conmutación?
5.17 ¿Cuáles son los cuatro tipos básicos de reguladores de modo de conmutación?
5.18 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador reductor?
5.19 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador elevador?
5.20 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador reductor-elevador?
5.21 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un regulador Cúk?
5.22 ¿Con qué ciclo de trabajo se vuelve máxima la corriente de rizo de la carga?
5.23 ¿Cuáles son los efectos de la frecuencia de troceado en los tamaños de los filtros?
5.24 ¿Qué es el modo de operación discontinuo de un regulador?
5.25 ¿Qué es un convertidor elevador de múltiples salidas?
5.26 ¿Por qué el convertidor elevador de múltiples salidas se debe operar con control de multiplexión del tiempo?
5.27 ¿Por qué el convertidor elevador de múltiples salidas se debe operar en modo discontinuo?
5.28 ¿Cómo puede hacerse senoidal la corriente de entrada del convertidor alimentado por rectificador, y en fase con el voltaje de entrada?
5.29 ¿Qué es un modelo de conmutación promediado de un convertidor?
5.30 ¿Cuál es la técnica de promedio de espacio de estados?

PROBLEMAS

5.1 El convertidor de la figura 5.2a tiene una carga resistiva $R = 20\ \Omega$ y voltaje de entrada $V_s = 220$ V. Cuando el convertidor permanece encendido, su caída de voltaje es $V_{ch} = 1.5$ V y la frecuencia de troceado es $f = 10$ kHz. Si el ciclo de trabajo es de 80%, determine **(a)** el voltaje de salida promedio V_a; **(b)** el voltaje rms de salida V_o; **(c)** la eficiencia del convertidor; **(d)** la resistencia de entrada efectiva R_i, y **(e)** el valor rms del componente fundamental de los armónicos en el voltaje de salida.

5.2 Un convertidor alimenta una carga *RL* como se muestra en la figura 5.4 con V_s = 220 V, R = 5Ω, L = 15.5 mH, f = 5 kHz, R = 0.5 y E = 20 V. Calcule **(a)** la corriente instantánea mínima I_1 de la carga; **(b)** la corriente instantánea pico I_2 de la carga; **(c)** la corriente de rizo pico a pico máxima en la carga; **(d)** la corriente promedio I_a en la carga; **(e)** la corriente rms I_o en la carga; **(f)** la resistencia de entrada R_i efectiva, y **(g)** el valor rms de la corriente I_R del convertidor.

5.3 El convertidor de la figura 5.4 tiene una resistencia de carga R = 0.25 Ω, un voltaje de entrada V_s = 220 V y un voltaje de batería E = 10 V. La corriente promedio en la carga es I_a = 200 A, y la frecuencia de troceado es f = 200 Hz (T = 5 ms). Use el voltaje de salida promedio para calcular el valor de la inductancia L de la carga, que limite la corriente de rizo máxima en la carga a 5% de I_a.

5.4 El convertidor cd de la figura 5.8a se utiliza para controlar el flujo de potencia de un voltaje de cd, V_s = 110 V a un voltaje de batería, E = 220 V. La potencia transferida a la batería es de 25 kW. La corriente de rizo del inductor es insignificante. Determine **(a)** el ciclo de trabajo; **(b)** la resistencia efectiva R_{eq} de la carga, y **(c)** La corriente de entrada promedio I_s.

5.5 Para el problema 5.4, grafique la corriente instantánea en el inductor y la corriente a través de la batería E si el inductor L tiene un valor finito de L = 6.5 mH, f = 250 Hz, y k = 0.5.

5.6 Un convertidor controla la carga *RL* como se aprecia en la figura 5.4. Si la resistencia de la carga es R = 0.2 Ω, la inductancia L = 20 mH, el voltaje de suministro V_s = 600, el voltaje de la batería E = 140 V, y la frecuencia de troceado f = 250 Hz, determine la corriente mínima y máxima en la carga, la corriente de rizo pico a pico en la carga, y la corriente promedio en la carga con k = 0.1 a 0.9 con un incremento de 0.1.

5.7 Determine la corriente de rizo pico a pico máxima del problema 5.6 con las ecuaciones (5.29) y (5.30), y compare los resultados.

5.8 El convertidor elevador de la figura 5.9a tiene R = 7.5 Ω, L = 6.5 mH, E = 5 V y k = 0.5. Determine I_1, I_2 y ΔL. Use SPICE para calcular estos valores y grafique la corriente de la carga, del diodo y del interruptor.

5.9 El regulador reductor de la figura 5.17a tiene un voltaje de entrada V_s = 15 V. El voltaje promedio de salida requerido es V_a = 6.5 V con I_a = 0.5 A y el voltaje de rizo de salida pico a pico es 10 mV. La frecuencia de conmutación es 20 kHz. La corriente de rizo pico a pico del inductor está limitada a 0.25 A. Determine **(a)** el ciclo de trabajo *k;* **(b)** la inductancia L del filtro; **(c)** el capacitor C del filtro, y **(d)** los valores críticos de L y C.

5.10 El regulador elevador de la figura 5.18a tiene un voltaje de entrada V_s = 6 V. El voltaje promedio de salida es V_a = 12 V, y la corriente promedio en la carga es I_a = 0.5 A. La frecuencia de conmutación es 20 kHz. Si L = 250 μH y C = 440 μF, determine **(a)** el ciclo de trabajo *k;* **(b)** la corriente de rizo ΔI del inductor; **(c)** la corriente pico I_2 del inductor; **(d)** el voltaje de rizo ΔV_c del capacitor del filtro, y **(e)** los valores críticos de L y C.

5.11 El regulador reductor-elevador de la figura 5.19a tiene un voltaje de entrada V_s = 12 V. El ciclo de trabajo es k = 0.6, y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. Para la inductancia es L = 250 μH y para la capacitancia del filtro es C = 220 μF. Para la corriente promedio en la carga es I_a = 1.2 A. Determine **(a)** el voltaje de salida promedio V_a; **(b)** el voltaje de rizo de salida pico a pico ΔV_c; **(c)** la corriente de rizo pico a pico ΔI; **(d)** la corriente pico del transistor I_p, y **(e)** Los valores críticos de L y C.

5.12 El regulador Cúk de la figura 5.20a tiene un voltaje de entrada V_s = 15 V. El ciclo de trabajo es k = 0.45 y la frecuencia de conmutación es 25 kHz. La inductancia del filtro es L_2 = 350 μH y la capacitancia del filtro es C_2 = 220 μF. La capacitancia de transferencia de energía es C_1 = 400 μF y la inductancia es L_1 = 250 μH. La corriente promedio en la carga es I_a = 1.2A. Determine **(a)** el voltaje promedio de salida V_a; **(b)** la corriente promedio de entrada I_s; **(c)** la corriente de rizo pico a pico del inductor L_1, ΔI_1; **(d)** el voltaje de rizo pico a pico del capacitor C_1, ΔV_{c1}; **(e)** la corriente de rizo pico a pico del inductor L_2, ΔI_2: **(f)** el voltaje de rizo pico a pico del capacitor C_2, ΔV_{c2}, y **(g)** la corriente pico I_p del transistor.

5.13 En el problema 5.12 del regulador Cúk, determine los valores críticos de L_1, C_1, L_2 y C_2.

5.14 El convertidor reductor de la figura 5.40 tiene un voltaje de entrada de cd $V_s = 110$ V, un voltaje de carga promedio $V_a = 80$ V y una corriente de carga promedio $I_a = 15$ A. La frecuencia de troceado es $f = 10$ kHz. Los rizos pico a pico son 5% del voltaje de carga, 2.5% de la corriente de la carga y 10% de la corriente L_e del filtro. **(a)** Determine los valores de L_e, L y C_e. Use PSpice **(b)** para verificar los resultados con una gráfica del voltaje instantáneo del capacitor v_C y la corriente instantánea de la carga i_L, y **(c)** para calcular los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada i_s, use los parámetros de modelo SPICE del ejemplo 5.10.

5.15 El convertidor elevador de la figura 5.18a tiene un voltaje de entrada de cd $V_s = 5$ V. La resistencia R de la carga es de 120 Ω. La inductancia es $L = 150$ μH y la capacitancia del filtro es $C = 220$ μF. La frecuencia de troceado es $f = 20$ kHz y el ciclo de trabajo del convertidor es $k = 60\%$. Use PSpice **(a)** para graficar el voltaje de salida v_C, la corriente de entrada i_s y el voltaje del MOSFET, v_T, y **(b)** para calcular los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada i_s. Los parámetros del modelo SPICE del MOSFET son $L = 2$ U, $W = 0.3$, VTO = 2.831, KP = 20.53U, IS = 194E − 18, CGSO = 9.027N, CGDO = 1.679N.

5.16 Un convertidor cd-cd funciona con un ciclo de trabajo de $k = 0.4$. La resistencia de la carga es $R = 120\ \Omega$, la resistencia del inductor es $r_L = 1\ \Omega$, y la resistencia del capacitor del filtro es $r_c = 0.2\ \Omega$. Determine la ganancia de voltaje para **(a)** el convertidor reductor; **(b)** el convertidor elevador, y **(c)** el convertidor reductor-elevador.

5.17 El ciclo de trabajo estable del convertidor reductor es $k = 50\%$ y la potencia de salida es 150 W a un voltaje de salida promedio de $V_a = 20$ V. Si el ciclo de trabajo se cambia en una pequeña cantidad de $\delta = +5\%$, use el método de señal pequeña de la figura 5.33a para determinar porcentaje de cambio en la corriente de entrada I_1 y en el voltaje de salida V_2.

5.18 El ciclo de trabajo estable del convertidor elevador es $k = 50\%$ y la potencia de salida es 150 W a un voltaje de salida promedio de $V_a = 20$ V. Si el ciclo de trabajo cambia en una pequeña cantidad de $\delta = +5\%$, use el método de señal pequeña de la figura 5.32 para determinar el porcentaje de cambio en el voltaje de entrada V_1 y en la corriente de salida I_2.

5.19 El ciclo de trabajo estable del convertidor reductor-elevador es $k = 50\%$ y la potencia de salida es 150 W a un voltaje de salida promedio $V_a = 20$ V. Si el ciclo de trabajo cambia en una pequeña cantidad de $\delta = +5\%$, use el método de señal pequeña de la figura 5.33b para determinar el porcentaje de cambio en el voltaje de entrada V_1 y en la corriente de salida I_2.

5.20 El ciclo de trabajo estable del SEPIC es $k = 40\%$ y la potencia de salida es 150 W a un voltaje de salida promedio de $V_a = 20$ V. Si el ciclo de trabajo cambia en una pequeña cantidad de $\delta = +5\%$, use el método de señal pequeña de la figura 5.34 para determinar el porcentaje de cambio en el voltaje de entrada V_1 y en la corriente de salida I_2.

5.21 Grafique la relación de I_{ph}/I_a de la ecuación (5.159) para $k = 0$ a 1 con un incremento de 0.1.

5.22 El convertidor de segundo cuadrante de la figura 5.12a tiene $V_s = 10$ V, $f = 2$ kHz, $R = 2.5\ \Omega$, $L = 4.5$ mH, $E = 5$ V, y $k = 0.5$. Determine I_1, I_2 y ΔI.

PARTE III Inversores

CAPÍTULO 6

Convertidores CD-CA

Al concluir este capítulo, los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:

- Describir las técnicas de conmutación para convertidores cd-ca conocidos como inversores y enumerar los tipos de inversores.
- Explicar el principio de funcionamiento de los inversores.
- Enumerar y determinar los parámetros de desempeño de los inversores.
- Enumerar los diferentes tipos de técnicas de modulación para obtener una forma de onda de salida casi senoidal y las técnicas para eliminar determinados armónicos de la salida.
- Diseñar y analizar inversores.
- Evaluar el desempeño de los inversores mediante simulaciones con PSpice.
- Evaluar los efectos de las impedancias de carga en la corriente de carga.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
d; p	Ancho de pulso y número de pulsos por medio ciclo, respectivamente
f; f_s	Frecuencia de suministro y de conmutación, respectivamente
M; A_r; A_c	Índice de modulación, señal de referencia y señal portadora, respectivamente
P_{o1}	Potencia fundamental de salida
R; L	Resistencia e inductancia de la carga, respectivamente
T_S; T	Periodo de conmutación y periodo de voltaje de salida, respectivamente
THD; DF; HF_n	Distorsión total armónica, factor de distorsión y factor del n-ésimo armónico, respectivamente
V_o; V_{o1}	Valor de rms y componente fundamental del voltaje de salida, respectivamente
v_o; i_o	Voltaje y corriente de salida instantáneos, respectivamente
V_S; $v_s(t)$; $i_s(t)$	Voltaje de suministro de cd, voltaje, y corriente, de suministro instantáneos, respectivamente
v_{an}; v_{bn}; v_{cn}	Voltajes instantáneos de salida de fase, respectivamente
v_{ab}; v_{bc}; v_{ca}	Voltajes instantáneos de salida de línea a línea, respectivamente
V_L; V_P; V_{L1}	Voltajes de salida de línea rms, de fase, y componente fundamental de línea, respectivamente

6.1 INTRODUCCIÓN

Los convertidores cd a ca se conocen como *inversores*. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de cd a un voltaje simétrico de salida de ca de magnitud y frecuencia deseadas [1]. El voltaje de salida podría ser fijo o variable a una frecuencia fija o variable. Se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía el voltaje de cd de entrada y se mantiene constante la ganancia del inversor. Por otra parte, si el voltaje de entrada de cd es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se hace que la ganancia del inversor varíe, lo que normalmente se consigue mediante el control de modulación por ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La *ganancia del inversor* se puede definir como la relación del voltaje de salida de ca al voltaje de entrada de cd.

Las formas de onda del voltaje de salida de los inversores ideales debería ser senoidal. Pero las formas de onda de los inversores prácticos no son senoidales y contienen ciertos armónicos. Para aplicaciones de baja y mediana frecuencia, se pueden aceptar voltajes de onda cuadrada o de onda cuasi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, se requieren formas de onda senoidales poco distorsionadas. Con la disponibilidad de dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, el contenido armónico del voltaje de salida se puede minimizar o reducir de manera significativa mediante técnicas de conmutación.

Los inversores se utilizan ampliamente en aplicaciones industriales (por ejemplo, excitadores de motores de ca de velocidad variable, energía renovable [26], transporte, calefacción por inducción, fuentes de potencia de reserva, y fuentes de potencia ininterrumpible). La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de cd. Las salidas monofásicas comunes son (1) 120 V a 60 Hz; (2) 220 V a 50 Hz, y (3) 115 V a 400 Hz. Para sistemas trifásicos de alta potencia, las salidas típicas son (1) 220 a 380 V a 50 Hz; (2) 120 a 208 V a 60 Hz, y (3) 115 a 200 V a 400 Hz.

Los inversores se pueden clasificar ampliamente en dos tipos: (1) inversores monofásicos y (2) inversores trifásicos. Cada tipo puede usar dispositivos de encendido y apagado controlados (por ejemplo, transistores bipolares de unión [BJT], transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico [MOSFET], transistores bipolares de compuerta aislada [IGBT], tiristores controlados semiconductores de óxido metálico [MCT], transistores de inducción estática [SIT], y tiristores de bloqueo o apagado por compuerta [GTO]. Por lo general estos inversores utilizan señales de control de PWM para producir un voltaje de salida de ca. Un inversor se conoce como *inversor alimentado por voltaje* (VFI) si el voltaje de entrada permanece constante; *inversor alimentado por corriente* (CFI) si la corriente de entrada se mantiene constante, e *inversor enlazado en cd variable* si el voltaje de entrada es controlable. Si al voltaje o a la corriente de salida del inversor se le hace pasar a través de cero al crear un circuito *LC* resonante, a este tipo de inversor se le conoce como *inversor de pulsos resonante*, y tiene vastas aplicaciones en electrónica de potencia. El capítulo 7 está dedicado a los inversores de pulsos resonantes.

6.2 PARÁMETROS DE DESEMPEÑO

El voltaje de entrada a un inversor es de cd y el voltaje de salida (o corriente) es de ca, como se muestra en la figura 6.1a. Idealmente la salida debía ser de ca de onda senoidal pura, pero el voltaje de salida de un inversor práctico contiene armónicos o rizos como se muestra en la figura 6.1b. El inversor jala corriente de la fuente de entrada de cd sólo cuando el inversor conecta la carga a la fuente de suministro y la corriente de entrada no es de cd pura, sino que

contiene armónicos como se muestra en la figura 6.1c. Por lo común la calidad de un inversor se evalúa en función de los siguientes parámetros de desempeño:

La potencia de salida está dada por

$$P_{\text{ca}} = I_o V_o \cos \theta \tag{6.1}$$

$$= I_o^2 R \tag{6.1a}$$

donde V_o e I_o son el voltaje y corriente rms de la carga, θ es el ángulo de impedancia de la carga y R es la resistencia de la carga.

La potencia de entrada de ca del inversor es

$$P_S = I_S V_S \tag{6.2}$$

donde V_S e I_S son el voltaje y corriente promedio de entrada.

El contenido de rizo rms de la corriente de entrada es

$$I_r = \sqrt{I_i^2 - I_s^2} \tag{6.3}$$

donde I_i e I_s son los valores rms y promedio de la corriente de suministro de cd.

El factor de rizo de la corriente de entrada es

$$\text{RF}_s = \frac{I_r}{I_s} \tag{6.4}$$

La eficiencia de potencia, la cual es la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada, dependerá de las pérdidas por conmutación, que a su vez dependen de la frecuencia de conmutación del inversor.

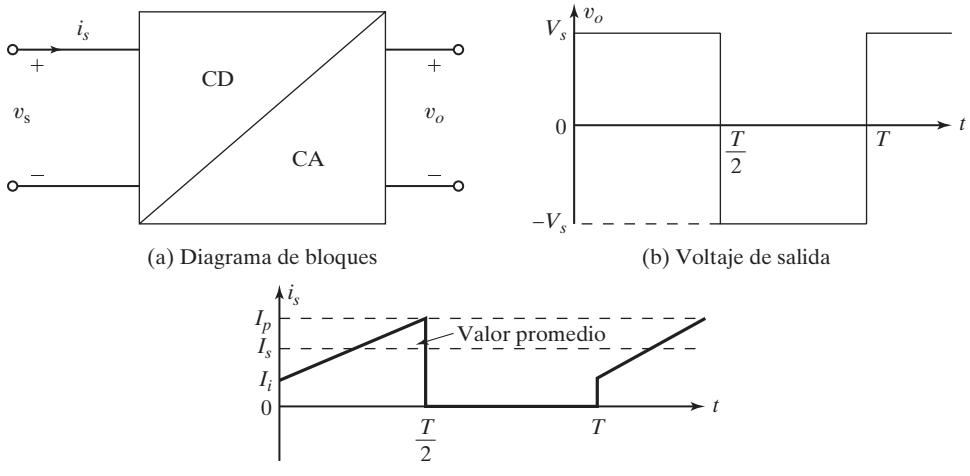


FIGURA 6.1

Relaciones de entrada y salida de un convertidor cd-ca.

Factor armónico del *n*-ésimo armónico (HF_n). El factor armónico (del *n*-ésimo armónico), que mide la contribución armónica individual, se define como

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1}} \qquad \text{para } n > 1 \tag{6.5}$$

donde V_{o1} es el valor rms del componente fundamental y V_{on} es el valor rms del *n*-ésimo componente armónico.

Distorsión armónica total (THD). La distorsión armónica total, que mide la cercanía en cuanto a forma entre una forma de onda y su componente fundamental, se define como

$$THD = \frac{1}{V_{o1}}\left(\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty} V_{on}^2\right)^{1/2} \tag{6.6}$$

Factor de distorsión (DF). La THD da el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada componente armónico. Si se utiliza un filtro a la salida de los inversores, el armónico de mayor orden se atenuaría con más eficacia, por lo que es importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada armónico. El DF indica la cantidad de distorsión armónica que permanece en una forma de onda particular después de que los armónicos de esa forma de onda se han sometido a una atenuación de segundo orden (es decir, divididos entre n^2). Entonces, el DF es una medida de la eficacia con que se reducen los armónicos indeseables sin tener que especificar los valores de un filtro de carga de segundo orden y se define como

$$DF = \frac{1}{V_{o1}}\left[\sum_{n=2,3,\ldots}^{\infty}\left(\frac{V_{on}}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} \tag{6.7}$$

El DF de un componente armónico individual (o *n*-ésimo) se define como

$$DF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1}n^2} \qquad \text{para } n > 1 \tag{6.8}$$

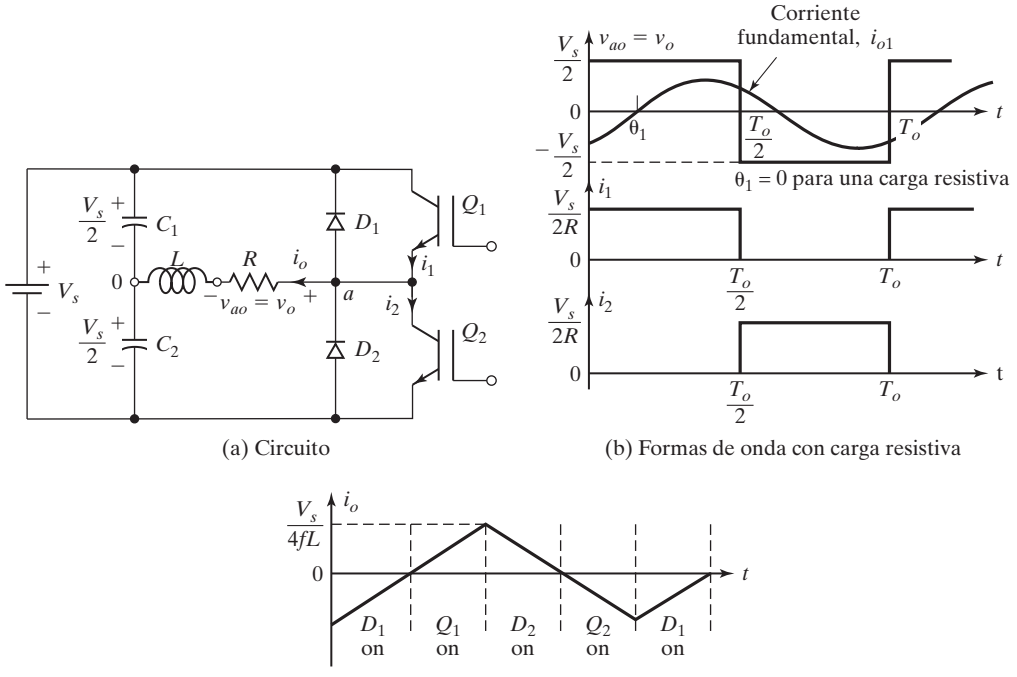
Armónico de menor orden (LOH). El LOH es el componente armónico cuya frecuencia se aproxima más a la fundamental, y su amplitud es mayor que o igual a 3% del componente fundamental.

Puntos clave de la sección 6.2

- Los parámetros de desempeño, que miden la calidad del voltaje de salida de un inversor, son HF, THD, DF y LOH.

6.3 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El principio de los inversores monofásicos [1] se puede explicar con la figura 6.2a. El circuito del inversor consta de dos troceadores. Cuando sólo el transistor Q_1 se enciende durante un tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo v_0 a través de la carga es $V_s/2$. Si sólo el transistor Q_2 se enciende durante un tiempo $T_0/2$, $-V_s/2$ aparece a través de la carga. El circuito lógico se debe



(a) Circuito

(b) Formas de onda con carga resistiva

(c) Corriente de carga con una carga altamente inductiva

FIGURA 6.2

Inversor monofásico de medio puente.

diseñar de tal modo que Q_1 y Q_2 no se enciendan al mismo tiempo. La figura 6.2b muestra las formas de onda del voltaje de salida y las corrientes en el transistor con una carga resistiva. Observemos que el desplazamiento de fase es $\theta_1 = 0$ para una carga resistiva. Este inversor requiere una fuente de cd de tres hilos, y cuando un transistor está apagado su voltaje inverso es V_s en vez de $V_s/2$. A este inversor se le conoce como *inversor de medio puente*.

El voltaje de salida de raíz media cuadrática (rms) se calcula como sigue

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4}\, dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \tag{6.9}$$

El voltaje de salida instantáneo se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_o = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega t))$$

A causa de la simetría de cuarto de onda a lo largo del eje x, tanto a_0 como como a_n son cero. Obtenemos b_n como

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{-\pi}{2}}^{0} \frac{-V_s}{2} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) + \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{V_s}{2} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) \right] = \frac{2V_s}{n\pi}$$

que da el voltaje de salida instantáneo v_o como

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t$$
$$= 0 \qquad \text{para } n = 2,4, \ldots \tag{6.10}$$

donde $\omega = 2\pi f_0$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes por segundo. Debido a la simetría de cuarto de onda del voltaje de salida a lo largo del eje x, no hay voltajes armónicos pares. Para $n = 1$, la ecuación (6.10) da el valor rms del componente fundamental como

$$V_{o1} = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \tag{6.11}$$

Para una carga inductiva, la corriente en la carga no puede cambiar de inmediato con el voltaje de salida. Si Q_1 se apaga en el tiempo $t = T_0/2$, la corriente de carga seguiría fluyendo a través de D_2, de la carga y de la mitad inferior de la fuente de cd hasta que la corriente cayera a cero. Asimismo, cuando Q_2 se apaga en el tiempo $t = T_0$, la corriente de carga fluye a través de D_1, de la carga y de la mitad superior de la fuente de cd. Cuando los diodos D_1 o D_2 conducen, se retroalimenta energía a la fuente de cd y estos diodos se conocen como *diodos de retroalimentación*. La figura 6.2c muestra la corriente de carga y los intervalos de conducción de los dispositivos con una carga puramente inductiva. Observamos que con una carga puramente inductiva, un transistor conduce sólo durante $T_0/4$ (o 90°). Dependiendo del ángulo de impedancia de la carga, el periodo de conducción de un transistor variaría de 90° a 180°.

Cualesquier dispositivos de conmutación pueden reemplazar a los transistores. Si t_o es el tiempo de apagado de un dispositivo, debe haber un tiempo mínimo de retardo $t_d(= t_o)$ entre el dispositivo saliente y el disparo del siguiente dispositivo entrante. De lo contrario, a través de los dos dispositivos se presentaría una condición de cortocircuito. Por tanto el tiempo máximo de conducción de un dispositivo sería $t_{n(\text{máx})} = T_o/2 - t_d$. Todos los dispositivos prácticos requieren un determinado tiempo de encendido y apagado. Para un funcionamiento exitoso de los inversores, el circuito lógico los debe tener en cuenta.

Para una carga RL se puede determinar la corriente instantánea de carga i_0 al dividir el voltaje instantáneo de salida entre la impedancia de carga $Z = R + jn\omega L$. En consecuencia, obtenemos

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \tag{6.12}$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Si I_{01} es la corriente rms fundamental de la carga, la potencia fundamental de salida (con $n = 1$) es

$$P_{01} = V_{o1} I_{01} \cos\theta_1 = I_{01}^2 R \tag{6.13}$$
$$= \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\right]^2 R \tag{6.13a}$$

Nota: en la mayoría de las aplicaciones (por ejemplo, propulsores de motores eléctricos) la potencia de salida debida a la corriente fundamental es por lo general la potencia útil; a su vez, la potencia ocasionada por las corrientes armónicas se disipa como calor y eleva la temperatura de la carga.

Corriente de suministro de cd. Suponiendo un inversor sin pérdidas, la potencia promedio absorbida por la carga debe ser igual a la potencia promedio suministrada por la fuente de cd. Por consiguiente, podemos escribir

$$\int_0^T v_s(t)\, i_s(t)\, dt = \int_0^T v_o(t)\, i_o(t)\, dt$$

donde T es el periodo del voltaje de salida de ca. Para una carga inductiva y una frecuencia de conmutación relativamente alta, la corriente i_o en la carga es casi senoidal; por consiguiente sólo el componente fundamental del voltaje de salida de ca suministra potencia a la carga. Puesto que el voltaje de suministro permanece constante $v_s(t) = V_s$, podemos escribir

$$\int_0^T i_s(t)\, dt = \frac{1}{V_s} \int_0^T \sqrt{2} V_{o1} \operatorname{sen}(\omega t)\, \sqrt{2} I_o \operatorname{sen}(\omega t - \theta_1)\, dt = T I_s$$

donde V_{o1} es el voltaje fundamental rms de salida;
I_o es la corriente rms de carga;
θ_1 es el ángulo de la carga a la frecuencia fundamental.
Por tanto, la corriente de suministro de cd I_s se puede simplificar como

$$I_s = \frac{V_{o1}}{V_s} I_o \cos(\theta_1) \tag{6.14}$$

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta para los dispositivos de conmutación es la siguiente:

1. Genere una señal de control de compuerta de onda cuadrada v_{g1} a una frecuencia de salida f_o y un ciclo de trabajo de 50%. La señal de control de compuerta v_{g2} debe ser una inversión lógica de v_{g1}.
2. La señal v_{g1} controlará al interruptor Q_1 por medio de un circuito aislador de compuerta, y v_{g2} puede controlar a Q_2 sin ningún circuito aislador.

Puntos clave de la sección 6.3

- Se puede obtener un voltaje de salida de ca conectando alternadamente las terminales positiva y negativa de la fuente de cd a través de la carga al encender y apagar los dispositivos de conmutación según corresponda. El componente fundamental rms V_{o1} del voltaje de salida es 0.45 V_s.
- Se requieren diodos de retroalimentación para transferir a la fuente de cd la energía almacenada en la inductancia de la carga.

Ejemplo 6.1 Cómo determinar los parámetros del inversor monofásico de medio puente

El inversor monofásico de medio puente de la figura 6.2a tiene una carga resistiva $R = 2.4\ \Omega$ y el voltaje de entrada de cd es $V_s = 48$ V. Determine (a) el voltaje rms de salida V_{o1} a la frecuencia fundamental; (b) la potencia de salida P_o; (c) las corrientes promedio y pico de cada transistor; (d) El voltaje de bloqueo inverso pico V_{BR} de cada transistor; (e) la corriente de suministro promedio I_s; (f) la THD; (g) el DF, y (h) el HF y el LOH.

Solución

$V_s = 48$ V y $R = 2.4\ \Omega$.

a. Con la ecuación (6.11), $V_{o1} = 0.45 \times 48 = 21.6$ V.

b. Con la ecuación (6.9), $V_o = V_s/2 = 24$ V. La potencia de salida es $P_o = V_o^2/R = 24^2/2.4 = 240$ W.

c. La corriente pico del transistor es $I_p = 24/2.4 = 10$ A. Como cada transistor conduce durante un ciclo de trabajo de 50%, la corriente promedio de cada transistor es $I_Q = 0.5 \times 10 = 5$ A.

d. El voltaje de bloqueo inverso pico es $V_{BR} = 2 \times 24 = 48$ V.

e. La corriente promedio de suministro es $I_s = P_o/V_S = 240/48 = 5$ A.

f. Según la ecuación (6.11), $V_{o1} = 0.45V_s$ y el voltaje rms armónico V_h es

$$V_h = \left(\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} V_{on}^2 \right)^{1/2} = (V_0^2 - V_{o1}^2)^{1/2} = 0.2176V_s$$

Según la ecuación (6.6), THD $= (0.2176V_s)/(0.45V_s) = 48.34\%$.

g. Según la ecuación (6.10) podemos determinar V_{on} y luego determinar,

$$\left[\sum_{n=3,5,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_{on}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{V_{o3}}{3^2} \right)^2 + \left(\frac{V_{o5}}{5^2} \right)^2 + \left(\frac{V_{o7}}{7^2} \right)^2 + \cdots \right]^{1/2} = 0.024V_s$$

Según la ecuación (6.7) DF $= 0.024V_s/(0.45V_s) = 5.382\%$

h. El LOH es el tercero, $V_{o3} = V_{o1}/3$. Por la ecuación (6.5), $HF_3 = V_{o3}/V_{o1} = 1/3 = 33.33\%$, y de la ecuación (6.8), $DF_3 = (V_{o3}/3^2)/V_{o1} = 1/27 = 3.704\%$. Como $V_{o3}/V_{o1} = 33.33\%$, que es mayor que 3%, LOH $= V_{o3}$.

6.4 PUENTES INVERSORES MONOFÁSICOS

En la figura 6.3a se muestra un puente inversor de fuente de voltaje (VSI) monofásico, el cual se compone de cuatro troceadores. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se encienden al mismo tiempo, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se encienden al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte y es $-V_s$. La figura 6.3b muestra la forma de onda del voltaje de salida.

La tabla 6.1 muestra los cinco estados de conmutación. Los transistores Q_1 y Q_4 de la figura 6.3a actúan como los dispositivos de conmutación S_1 y S_4, respectivamente. Si dos interruptores: uno superior y el otro inferior conducen al mismo tiempo de tal modo que el voltaje de salida sea $\pm V_s$, el estado de conmutación es 1, en tanto que si estos interruptores están cerrados al mismo tiempo, el estado de interruptor es 0.

El voltaje rms de salida se calcula como sigue

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 \, dt \right)^{1/2} = V_s \tag{6.15}$$

La ecuación (6.10) se puede ampliar para expresar el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier como

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t \tag{6.16}$$

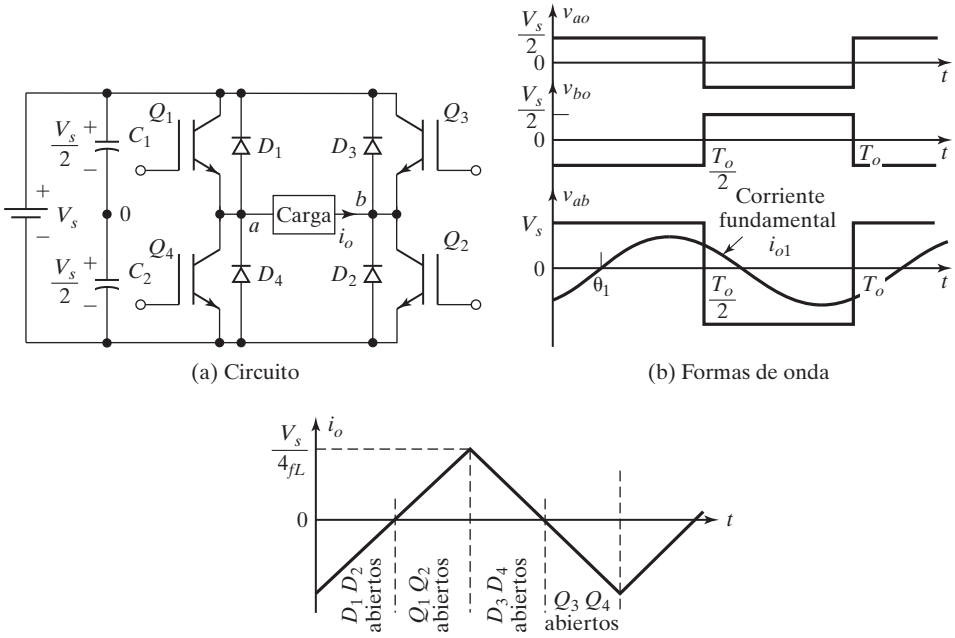


FIGURA 6.3

Inversor monofásico de puente completo.

TABLA 6.1 Estados de conmutación para un inversor monofásico fuente-voltaje de puente completo

Estado	Estado núm.	Estado de conmutación*	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	Componentes que conducen
S_1 y S_2 abiertos, S_4 y S_3 están cerrados	1	10	$V_S/2$	$-V_S/2$	V_S	S_1 y S_2 si $i_o > 0$
						D_1 y D_2 si $i_o < 0$
S_4 y S_3 abiertos, S_1 y S_2 están cerrados	2	01	$-V_S/2$	$V_S/2$	$-V_S$	D_4 y D_3 si $i_o > 0$
						S_4 y S_3 si $i_o < 0$
S_1 y S_3 abiertos, S_4 y S_2 están cerrados	3	11	$V_S/2$	$V_S/2$	0	S_1 y D_3 si $i_o > 0$
						D_1 y S_3 si $i_o < 0$
S_1 y S_2 abiertos, S_4 y S_3 están cerrados	4	00	$-V_S/2$	$-V_S/2$	0	D_4 y S_2 si $i_o > 0$
						S_4 y D_2 si $i_o < 0$
S_1, S_2, S_3 y S_4 están cerrados todos	5	off	$-V_S/2$	$V_S/2$	$-V_S$	D_4 y D_3 si $i_o > 0$
			$V_S/2$	$-V_S/2$	V_S	D_1 y D_2 si $i_o < 0$

*1 Si un interruptor superior está abierto y 0 si un interruptor inferior está cerrado.

y con $n = 1$, la ecuación (6.16) da el valor rms del componente fundamental como

$$V_{o1} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90V_s \tag{6.17}$$

Utilizando la ecuación (6.12) la corriente instantánea 6 i_0 de carga para una carga RL es

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n) \tag{6.18}$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

Cuando los diodos D_1 y D_2 conducen, la energía se retroalimenta a la fuente de cd por lo que se conocen como *diodos de retroalimentación*. La figura 6.3c muestra la forma de onda de la corriente de carga para una carga inductiva.

Corriente de suministro de cd. Sin tener en cuenta las pérdidas, el balance instantáneo de potencia da,

$$v_s(t)\, i_s(t) = v_o(t)\, i_o(t)$$

Para una carga inductiva y frecuencias de conmutación relativamente altas, se puede suponer que la corriente i_o en la carga y el voltaje de salida son senoidales. Como el voltaje de suministro de cd permanece constante $v_s(t) = V_s$, obtenemos

$$i_s(t) = \frac{1}{V_s} \sqrt{2}V_{o1} \operatorname{sen}(\omega t)\, \sqrt{2}I_o \operatorname{sen}(\omega t - \theta_1)$$

que se puede simplificar para determinar la corriente de suministro de cd como

$$i_s(t) = \frac{V_{o1}}{V_s} I_o \cos(\theta_1) - \frac{V_{o1}}{V_s} I_o \cos(2\omega t - \theta_1) \tag{6.19}$$

donde V_{o1} es el voltaje fundamental rms de salida;
I_o es la corriente rms en la carga;
θ_1 es la impedancia de la carga a la frecuencia fundamental.

La ecuación (6.19) indica la presencia de un armónico de segundo orden del mismo orden de magnitud que la corriente cd de suministro. Este armónico se inyecta de vuelta a la fuente de voltaje de cd. Por consiguiente, el diseño debe considerar esto para garantizar un voltaje de enlace de cd casi constante. Normalmente se conecta un capacitor grande a través de la fuente de voltaje de cd, pero es costoso y demanda espacio; ambas características son indeseables, sobre todo en fuentes de mediana y alta potencia.

Ejemplo 6.2 Cómo determinar los parámetros del puente inversor monofásico completo

Repita el ejemplo 6.1 para el puente inversor monofásico de la figura 6.3a.

Solución

$V_s = 48$ V y $R = 2.4\ \Omega$.

a. De la ecuación (6.17), $V_1 = 0.90 \times 48 = 43.2$ V.

b. De la ecuación (6.15), $V_o = V_s = 48$ V. La potencia de salida es $P_o = V_s^2/R = 48^2/2.4 = 960$ W.

c. La corriente pico en el transistor es $I_p = 48/2.4 = 20$ A. Como cada transistor conduce durante un ciclo de trabajo de 50%, la corriente promedio de cada transistor es $I_Q = 0.5 \times 20 = 10$ A.

d. El voltaje de bloqueo inverso pico es $V_{BR} = 48$ V.

e. La corriente de suministro promedio es $I_S = P_o/V_S = 960/48 = 20$ A.

f. De la ecuación (6.17), $V_{o1} = 0.9V_s$. El voltaje rms armónico V_h es

$$V_h = \left(\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} V_{on}^2 \right)^{1/2} = (V_0^2 - V_{o1}^2)^{1/2} = 0.4359V_s$$

De la ecuación (6.6), THD = $0.4359V_s/0.9V_s) = 48.43\%$.

g. $\left[\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_{on}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} = 0.048V_s$

De la ecuación (6.7), DF = $0.048V_s/(0.9V_s) = 5.333\%$.

h. El LOH es el tercero, $V_3 = V_1/3$. Según la ecuación (6.5), $HF_3 = V_{o3}/V_{o1} = 1/3 = 33.33\%$ y de la ecuación (6.8), $DF_3 = (V_{o3}/3^2)/V_{o1} = 1/27 = 3.704\%$.

Nota: el voltaje de bloqueo inverso pico de cada transistor y la calidad del voltaje de salida para los puentes inversores medio y completo son iguales. Sin embargo, la potencia de salida de los puentes inversores completos es cuatro veces más alta y el componente fundamental es dos veces el de los puentes inversores medios.

Ejemplo 6.3 Cómo determinar el voltaje y corriente de salida de un puente inversor monofásico completo con una carga *RLC*

El puente inversor de la figura 6.3a tiene una carga *RLC* con $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, y $C = 112\ \mu$F. La frecuencia del inversor es $f_0 = 60$ Hz y el voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V. (a) Exprese la corriente instantánea en la carga en una serie de Fourier. Calcule (b) la corriente rms de carga I_{o1} a la frecuencia fundamental; (c) la THD de la corriente de carga; (d) la potencia absorbida por la carga P_o y la potencia fundamental P_{01}; (e) la corriente promedio I_s de la fuente de cd, y (f) las corrientes rms y pico de cada transistor. (g) Trace la forma de onda de la corriente fundamental en la carga y muestre los intervalos de conducción de los transistores y los diodos. Calcule el tiempo de conducción de (h) los transistores; (i) los diodos, y (j) el ángulo efectivo θ de la carga.

Solución

$V_s = 220$ V, $f_0 = 60$ Hz, $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, $C = 112\ \mu$F, y $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s. La reactancia inductiva del *n*-ésimo voltaje armónico es

$$X_L = j_n \omega L = j2n\pi \times 60 \times 31.5 \times 10^{-3} = j11.87n\ \Omega$$

La reactancia capacitiva del *n*-ésimo voltaje armónico es

$$X_c = \frac{j}{n\omega C} = -\frac{j10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = \frac{-j23.68}{n}\ \Omega$$

La impedancia del *n*-ésimo voltaje armónico es

$$|Z_n| = \sqrt{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C} \right)^2} = [10^2 + (11.87n - 23.68/n)^2]^{1/2}$$

y el ángulo de impedancia de carga del *n*-ésimo voltaje armónico es

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{11.87n - 23.68/n}{10} = \tan^{-1} \left(1.187n - \frac{2.368}{n} \right)$$

a. De la ecuación (6.16), el voltaje instantáneo de salida se puede expresar como

$$v_o(t) = 280.1\,\text{sen}(377t) + 93.4\,\text{sen}(3 \times 377t) + 56.02\,\text{sen}(5 \times 377t) + 40.02\,\text{sen}(7 \times 377t) + 31.12\,\text{sen}(9 \times 377t) + \cdots$$

Dividiendo el voltaje de salida entre la impedancia de carga y considerando el retardo apropiado debido a los ángulos de impedancia de la carga, podemos obtener la corriente instantánea en la carga como

$$i_o(t) = 18.1\,\text{sen}(377t + 49.72°) + 3.17\,\text{sen}(3 \times 377t - 70.17°) + \text{sen}(5 \times 377t - 79.63°) + 0.5\,\text{sen}(7 \times 377t - 82.85°) + 0.3\,\text{sen}(9 \times 377t - 84.52°) + \cdots$$

b. La corriente fundamental pico en la carga es $I_{m1} = 18.1$ A. La corriente rms en la carga a la frecuencia fundamental es $I_{o1} = 18.1/\sqrt{2} = 12.8$ A.

c. Considerando hasta el noveno armónico, la corriente pico en la carga es,

$$I_m = (18.1^2 + 3.17^2 + 1.0^2 + 0.5^2 + 0.3^2)^{1/2} = 18.41\,\text{A}$$

La corriente rms armónica en la carga es

$$I_h = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{18.41^2 - 18.1^2}}{\sqrt{2}} = 2.3789\text{A}$$

Utilizando la ecuación (6.6), la THD de la corriente en la carga es

$$\text{THD} = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{I_{m1}} = \left[\left(\frac{18.41}{18.1}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 18.59\%$$

d. La corriente rms en la carga es $I_o \cong I_m/\sqrt{2} = 18.41/\sqrt{2} = 13.02$ A, y la potencia en la carga es $P_o = 13.02^2 \times 10 = 1695$ W. Si aplicamos la ecuación (6.13) la potencia fundamental de salida es

$$P_{o1} = I_{o1}^2 R = 12.8^2 \times 10 = 1638.4\,\text{W}$$

e. La corriente promedio de suministro es $I_s = P_o/V_s = 1695/220 = 7.7$ A.

f. La corriente pico en el transistor es $I_p \cong I_m = 18.41$ A. La corriente rms máxima permisible de cada transistor es $I_{Q(\text{máx})} = I_o/\sqrt{2} = I_p/2 = 18.41/2 = 9.2$ A.

g. La forma de onda de la corriente fundamental en la carga, $i_1(t)$ se muestra en la figura 6.4.

h. Según la figura 6.4, el tiempo de conducción de cada transistor se determina de forma aproximada con $\omega t_0 = 180 - 49.72 = 130.28°$ o $t_0 = 130.28 \times \pi/(180 \times 377) = 6031\ \mu$s.

i. El tiempo de conducción de cada diodo es aproximadamente

$$t_d = (180 - 130.28) \times \frac{\pi}{180 \times 377} = 2302\,\mu\text{s}$$

j. El ángulo efectivo de la carga se determina con

$$V_o I_o \cos\theta = P_o \text{ o } 220 \times 13.02 \times \cos\theta = 1695$$

que da $\theta = 53.73°$.

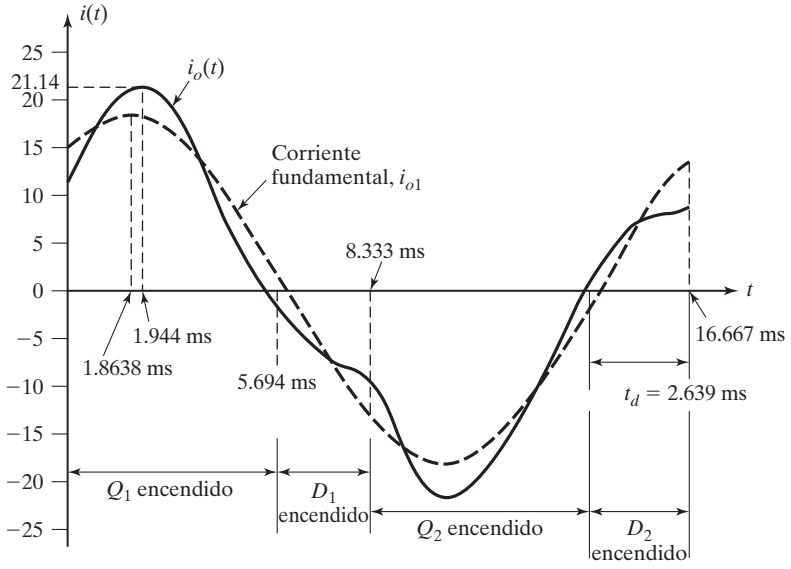


FIGURA 6.4

Formas de onda del ejemplo 6.3

Notas:

1. Para calcular los valores exactos de la corriente pico, el tiempo de conducción de los transistores y de los diodos, se debe trazar la gráfica de la corriente instantánea de carga $i_o(t)$ como se muestra en la figura 6.4. El tiempo de conducción de un transistor debe satisfacer la condición $i_o(t = t_0) = 0$, y una gráfica de $i_o(t)$ trazada por un programa de computadora da $I_p = 21.14$ A, $t_0 = 5694$ μs, y $t_d = 26.39$ μs.
2. Este ejemplo se puede repetir para evaluar el desempeño de un inversor con carga R, RL o RLC con un cambio apropiado de la impedancia de carga Z_L y el ángulo de carga θ_n.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta para los dispositivos de conmutación es como sigue:

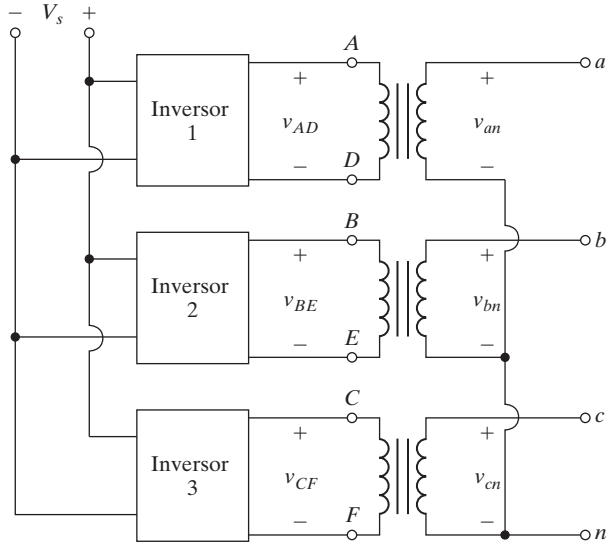
1. Genera dos señales de control de compuerta de onda cuadrada v_{g1} y v_{g2} a una frecuencia de salida f_o y a un ciclo de trabajo de 50%. Las señales de control de compuerta v_{g3} y v_{g4} deben ser la inversión lógica de v_{g1} y v_{g2}, respectivamente.
2. Las señales v_{g1} y v_{g3} controlan Q_1 y Q_3, respectivamente, a través de circuitos de aislamiento de compuerta. Las señales v_{g2} y v_{g4} pueden controlar Q_2 y Q_4 respectivamente, sin circuitos de aislamiento.

Puntos clave de la sección 6.4

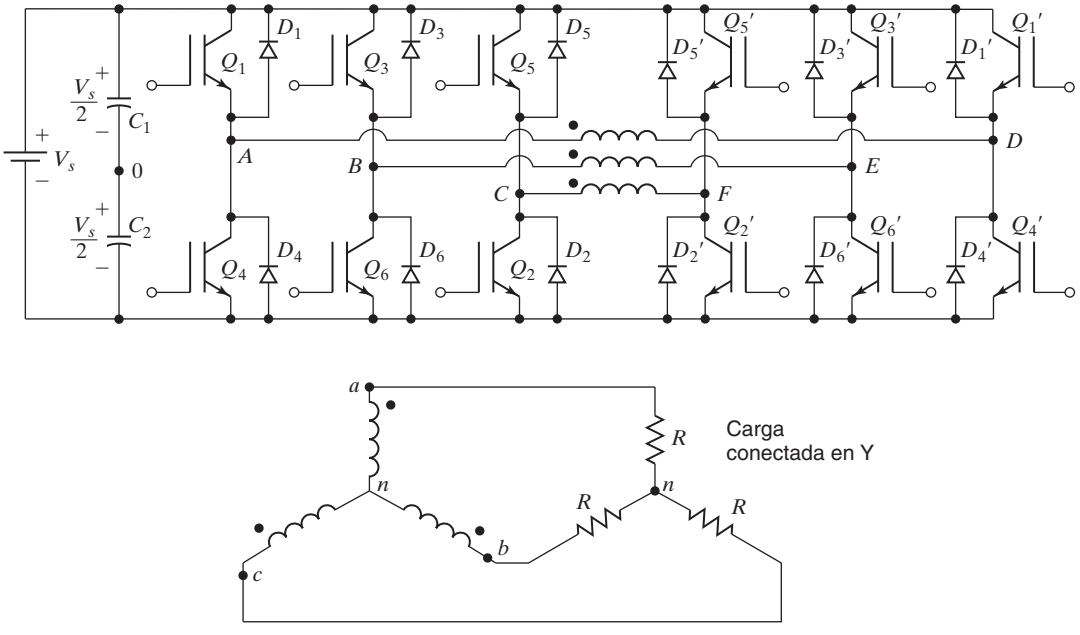
- El puente inversor completo requiere cuatro dispositivos de conmutación y cuatro diodos. El voltaje de salida cambia entre $+V_s$ y $-V_s$. El componente fundamental rms del voltaje de salida es $0.9V_s$.
- El diseño de un inversor requiere determinar las corrientes promedio, rms y pico de los dispositivos de conmutación y de los diodos.

6.5 INVERSORES TRIFÁSICOS

Normalmente los inversores trifásicos se utilizan en aplicaciones de alta potencia. Se pueden conectar tres puentes inversores monofásicos medios (o completos) en paralelo como se muestra en la figura 6.5a, para formar la configuración de un inversor trifásico. Las



(a) Esquema



(b) Diagrama del circuito

FIGURA 6.5

Inversor trifásico formado por tres inversores monofásicos.

señales de control de compuerta de los inversores monofásicos se deben adelantar o atrasar 120° entre sí para obtener voltajes trifásicos balanceados (fundamentales). Los devanados primarios del transformador deben estar aislados entre sí, en tanto que los secundarios se pueden conectar en Y o en delta. Por lo común el secundario del transformador se conecta en delta para eliminar los armónicos múltiplos impares del tercer armónico ($n = 3, 6, 9, \ldots$) que aparecen en los voltajes de salida y la configuración del circuito se muestra en la figura 6.5b. Esta configuración requiere tres transformadores monofásicos, 12 transistores y 12 diodos. Si las magnitudes y fases de los voltajes de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente balanceadas, los voltajes trifásicos de salida se desbalancean.

Se puede obtener una salida trifásica con una configuración de seis transistores y seis diodos como se muestra en la figura 6.6a. Se pueden aplicar dos tipos de señales de control a los transistores: conducción durante 180° o conducción durante 120°. La conducción durante 180° utiliza mejor los interruptores y es el método preferido.

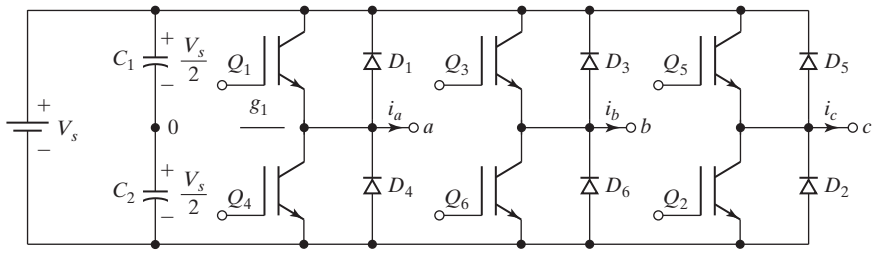
Esta topología de circuito se conoce como puente inversor trifásico y se utiliza en muchas aplicaciones, incluyendo los sistemas de energía renovable como se muestra en la figura 6.6c. El rectificador convierte el voltaje de ca del generador eólico en un voltaje de cd y el inversor de fuente de voltaje (VSI) convierte el voltaje de cd en un voltaje trifásico de ca para ajustarse al voltaje y frecuencia de rejilla de ca.

6.5.1 Conducción de 180 grados

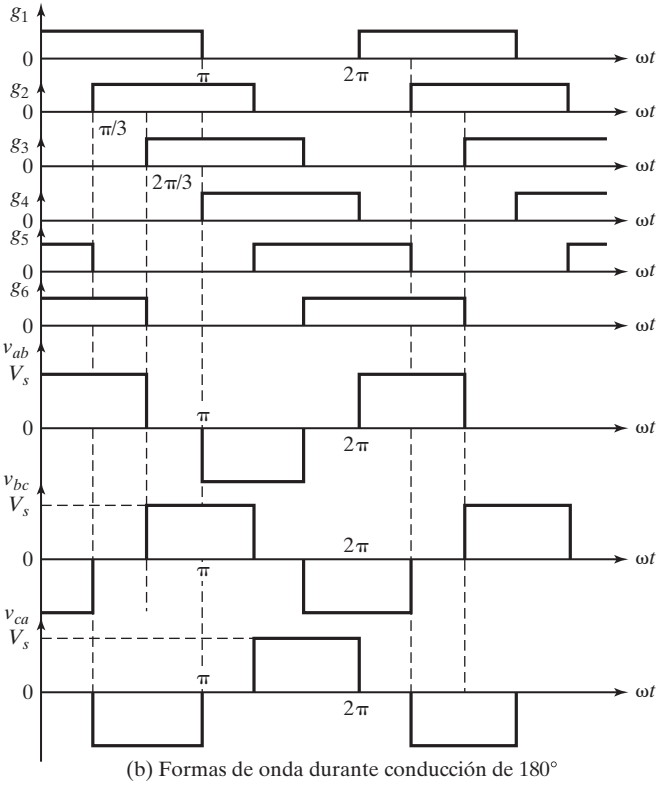
Cada transistor conduce durante 180°. Tres transistores siempre permanecen encendidos. Cuando el transistor Q_1 se enciende, la terminal *a* se conecta a la terminal positiva del voltaje de entrada de cd. Cuando el transistor Q_4 se enciende, la terminal *a* se conduce a la terminal negativa de la fuente de cd. Hay seis modos de funcionamiento en un ciclo y la duración de cada uno es de 60°. Los transistores se numeran en el orden de sus señales de control de compuerta (es decir, 123, 234, 345, 456, 561 y 612). Las señales de control de compuerta que se muestran en la figura 6.6b están desplazadas 60° entre sí, para obtener voltajes (fundamentales) trifásicos balanceados.

La carga se puede conectar en Y o en delta como se muestra en la figura 6.7. Los interruptores de cualquier rama del inversor (S_1 y S_4, S_3 y S_6 o S_5 y S_2) no se pueden encender al mismo tiempo porque se produciría un cortocircuito a través de la fuente de voltaje de enlace de cd. Asimismo, para evitar estados indefinidos y por consiguiente voltajes de línea de salida de ca indefinidos, los interruptores de cualquier rama del inversor no se pueden apagar al mismo tiempo; esto puede dar lugar a voltajes que dependen de la polaridad de la corriente de línea respectiva.

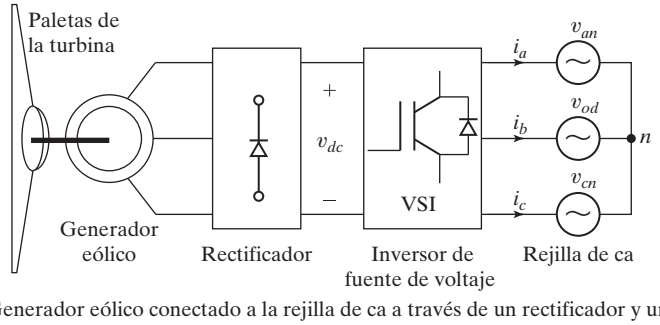
La tabla 6.2 muestra ocho estados de conmutación válidos. Los transistores Q_1 y Q_6 que aparecen en la figura 6.5a actúan como los dispositivos de conmutación *S*1 y *S*6, respectivamente. Si dos interruptores: uno superior y otro inferior, conducen al mismo tiempo de modo que el voltaje de salida es $\pm V_s$, el estado de conmutación es 1, en tanto que si estos interruptores están apagados al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0. Los estados 1 a 6 producen voltajes de salida no cero. Los estados 1 a 6 producen voltajes de salida de no cero. Los estados 7 y 8 producen voltajes de línea cero y las corrientes de línea circulan libremente a través de los diodos de circulación libre superiores o inferiores. Para generar una forma de onda de voltaje dada, el inversor cambia de un estado a otro. De este modo, los voltajes de línea de salida de ca resultantes se componen de valores discretos de voltaje de V_s, 0 y $-V_s$. Para generar la forma de onda dada, la selección de los estados se suele hacer mediante una técnica de modulación que debe asegurar que se utilicen solamente los estados válidos.



(a) Circuito



(b) Formas de onda durante conducción de 180°



(c) Generador eólico conectado a la rejilla de ca a través de un rectificador y un inversor

FIGURA 6.6

Puente inversor trifásico.

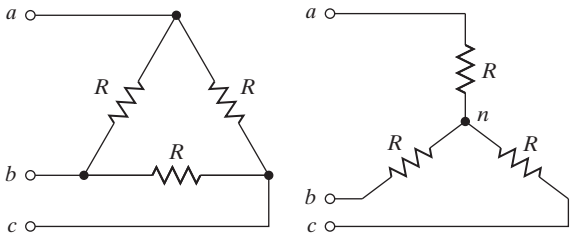


FIGURA 6.7
Carga conectada en delta y en Y.

(a) Conectada en delta (b) Conectada en Y

Para una carga conectada en delta, las corrientes de fase se pueden obtener directamente con los voltajes de línea a línea pues una vez que se determinan las corrientes de fase se pueden determinar las de línea. Para una carga conectada en Y se deben determinar los voltajes de línea a neutro para determinar las corrientes de línea (o fase). Hay tres modos de funcionamiento en un medio ciclo y para una carga conectada en Y los circuitos equivalentes se muestran en la figura 6.8a.

Durante el modo 1 para $0 \leq \omega t \leq \pi/3$, los transistores Q_1, Q_5 y Q_6 conducen

$$R_{\text{eq}} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

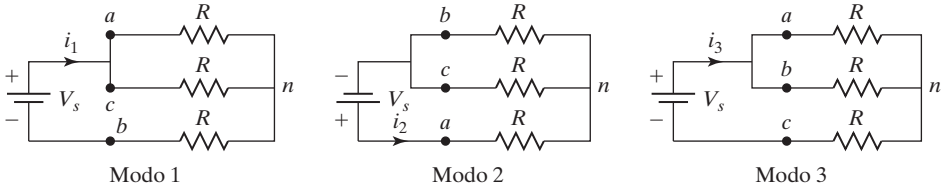
$$i_1 = \frac{V_s}{R_{\text{eq}}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

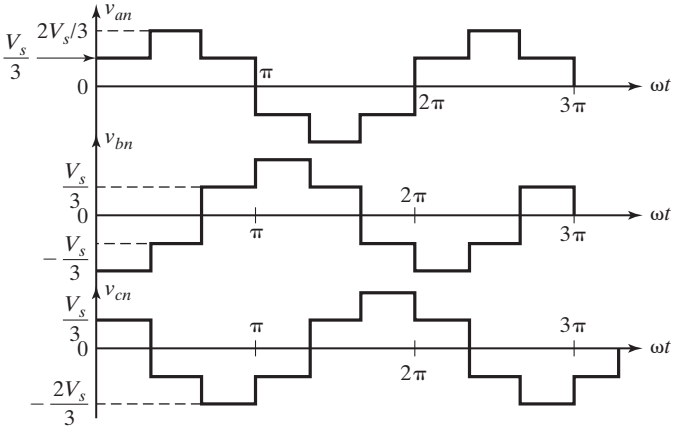
$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3}$$

TABLA 6.2 Estados de conmutación de un inversor trifásico de fuente de voltaje

Estado	Estado núm.	Estados de conmutación	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	Vector espacial
S_1, S_2 y S_6 están abiertos y S_4, S_5 y S_3 están cerrados	1	100	V_S	0	$-V_S$	$\mathbf{V_1} = 1 + j0.577 = 2/\sqrt{3}\angle 30°$
S_2, S_3 y S_1 están abiertos y S_5, S_6 y S_4 están cerrados	2	110	0	V_S	$-V_S$	$\mathbf{V_2} = j1.155 = 2/\sqrt{3}\angle 90°$
S_3, S_4 y S_2 están abiertos y S_6, S_1 y S_5 están cerrados	3	010	$-V_S$	V_S	0	$\mathbf{V_3} = -1 + j0.577 = 2/\sqrt{3}\angle 150°$
S_4, S_5 y S_3 están abiertos y S_1, S_2 y S_6 están cerrados	4	011	$-V_S$	0	V_S	$\mathbf{V_4} = -1 - j0.577 = 2/\sqrt{3}\angle 210°$
S_5, S_6 y S_4 están abiertos y S_2, S_3 y S_1 están cerrados	5	001	0	$-V_S$	V_S	$\mathbf{V_5} = -j1.155 = 2/\sqrt{3}\angle 270°$
S_6, S_1 y S_5 están abiertos y S_3, S_4 y S_2 están cerrados	6	101	V_S	$-V_S$	0	$\mathbf{V_6} = 1 - j0.577 = 2/\sqrt{3}\angle 330°$
S_1, S_3 y S_5 están abiertos y S_4, S_6 y S_2 están cerrados	7	111	0	0	0	$\mathbf{V_7} = 0$
S_4, S_6 y S_2 están abiertos y S_1, S_3 y S_5 están cerrados	8	000	0	0	0	$\mathbf{V_0} = 0$



(a) Circuitos equivalentes



(b) Voltajes de fase para conducción de 180°

FIGURA 6.8

Circuitos equivalentes con una carga resistiva conectada en Y.

Durante el modo 2 para $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$, los transistores Q_1, Q_2 y Q_6 conducen

$$R_{\text{eq}} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{\text{eq}}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3}$$

Durante el modo 3 para $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$, los transistores Q_1, Q_2 y Q_3 conducen

$$R_{\text{eq}} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{\text{eq}}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$
$$v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Los voltajes de línea a neutro se muestran en la figura 6.8b. El voltaje instantáneo de línea a línea v_{ab} de la figura 6.6b se puede expresar en una serie de Fourier,

$$v_{ab} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega t))$$

Por la simetría de cuarto de onda a lo largo del eje x, a_0 y a_n son cero. Suponiendo simetría a lo largo del eje y en $\omega t = \pi/6$, podemos escribir b_n como

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{-5\pi/6}^{-\pi/6} -V_s \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) + \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_s \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t)\right] = \frac{4V_s}{n\pi}\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right)$$

la cual, reconociendo que la fase de v_{ab} está desplazada por $\pi/6$ y que los armónicos pares son cero, da el voltaje instantáneo de línea a línea v_{ab} (para una carga conectada en Y) como

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi}\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3}\operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{6.20a}$$

Tanto v_{bc} como v_{ca} se pueden determinar con la ecuación (6.20a) desplazando 120° y 240° a v_{ab}, respectivamente,

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi}\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3}\operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{6.20b}$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi}\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3}\operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \tag{6.20c}$$

En las ecuaciones (6.20a) a (6.20c) observamos que los armónicos múltiplos impares del tercer armónico ($n = 3, 9, 15\ldots$.) serían cero en los voltajes de línea a línea.

El voltaje rms de línea a línea se puede calcular con

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} V_s^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_s = 0.8165 V_s \tag{6.21}$$

Según la ecuación (6.20a) el n-ésimo componente del voltaje de línea es

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \tag{6.22}$$

que, con $n = 1$ da el voltaje rms fundamental de línea,

$$V_{L1} = \frac{4V_s \operatorname{sen} 60°}{\sqrt{2}\pi} = 0.7797 V_s \tag{6.23}$$

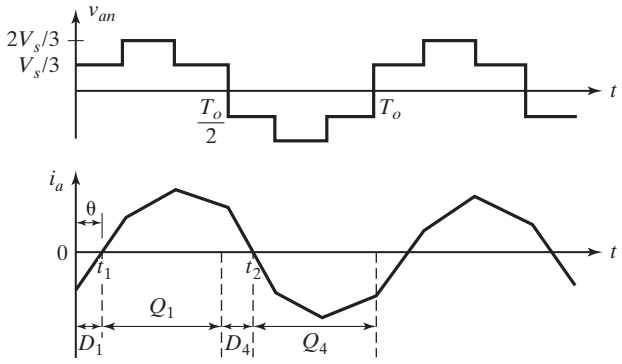


FIGURA 6.9
Inversor trifásico con carga *RL*.

El valor rms de los voltajes línea a neutro se determina del voltaje de línea

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{3} = 0.4714V_s \tag{6.24}$$

Con cargas resistivas, los diodos a través de los transistores no tienen funciones. Si la carga es inductiva, la corriente en cada rama del inversor se retardaría con respecto a su voltaje como se muestra en la figura 6.9. Cuando el transistor Q_4 de la figura 6.6a está apagado, la única trayectoria para la corriente de línea negativa i_a es a través de D_1. Por tanto, la terminal de carga a se conecta a la fuente de cd a través de D_1 hasta que la corriente de carga invierte su polaridad en el tiempo $t = t_1$. Durante el periodo de $0 \le t \le t_1$, el transistor Q_1 no puede conducir. Asimismo, el transistor Q_4 sólo comienza a conducir en el tiempo $t = t_2$. Los transistores deben ser controlados de forma continua, porque el tiempo de conducción de éstos y los diodos depende del factor de potencia de carga.

Para una carga conectada en Y, el voltaje de fase es $v_{an} = v_{ab}/\sqrt{3}$ con un retardo de 30° para una secuencia positiva, $n = 1, 7, 13, 19,\ldots$, y con un adelanto de fase de 30° para una secuencia negativa, $n = 5, 11, 17, 23, \ldots$, con respecto a v_{ab}. Este desplazamiento de fase es independiente del orden armónico. Por consiguiente, los voltajes instantáneos de fase (para una carga conectada en Y) son

$$v_{aN} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \mp \frac{\pi}{6}\right] \tag{6.25a}$$

$$v_{bN} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \mp \frac{\pi}{6}\right] \tag{6.25b}$$

$$v_{bN} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \mp \frac{\pi}{6}\right] \tag{6.25c}$$

Dividiendo el voltaje instantáneo de fase v_{aN} entre la impedancia de carga

$$Z = R + jn\omega L$$

Utilizando la ecuación (6.25a), la corriente de línea i_a con una carga RL está dada por

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \left[\frac{4V_s}{\sqrt{3}[n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}]} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\frac{n\pi}{3}\right] \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \mp \frac{\pi}{6} - \theta_n\right] \tag{6.26}$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

Nota: para una carga conectada en delta, los voltajes de fase (v_{aN}, v_{bN} y v_{cN}) son iguales a los voltajes de línea a línea (v_{ab}, v_{bc} y v_{ca}) como se muestra en la figura 6.7a y como lo describe la ecuación (6.20).

Corriente de suministro de cd. Sin tener en cuenta las pérdidas, el balance de la potencia instantánea da

$$v_s(t)\, i_s(t) = v_{ab}(t)\, i_a(t) + v_{bc}(t)\, i_b(t) + v_{ca}(t)\, i_c(t)$$

Donde $i_a(t)$, $i_b(t)$, e $i_c(t)$ son las corrientes de fase en una carga conectada en delta. Suponiendo que los voltajes de ca de salida son senoidales y que el voltaje de suministro de cd es constante $v_s(t) = V_s$, obtenemos la corriente de suministro de cd para una secuencia positiva

$$i_s(t) = \frac{1}{V_s}\left\{\begin{array}{l} \sqrt{2}V_{o1}\,\text{sen}(\omega t) \times \sqrt{2}I_o\,\text{sen}(\omega t - \theta_1) \\ \quad +\sqrt{2}V_{o1}\,\text{sen}\,(\omega t - 120°) \times \sqrt{2}I_o\,\text{sen}\,(\omega t - 120° - \theta_1) \\ \quad +\sqrt{2}V_{o1}\,\text{sen}\,(\omega t - 240°) \times \sqrt{2}I_o\,\text{sen}\,(\omega t - 240° - \theta_1) \end{array}\right\}$$

La corriente de suministro de cd se puede simplificar a

$$I_s = 3\,\frac{V_{o1}}{V_s}\,I_o \cos(\theta_1) = \sqrt{3}\,\frac{V_{o1}}{V_s}\,I_L \cos(\theta_1) \tag{6.27}$$

donde $I_L = \sqrt{3}I_o$ es la corriente rms de línea en la carga;
V_{o1} es el voltaje rms fundamental de línea de salida;
I_o es la corriente de fase rms en la carga;
θ_1 = es el ángulo de impedancia de carga a la frecuencia fundamental

Por consiguiente, si los voltajes de carga no tienen armónicos, la corriente de suministro de cd se libera de armónicos. Sin embargo, como los voltajes de línea de carga contienen armónicos, la corriente de suministro de cd también contiene armónicos.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta para los dispositivos de conmutación es la siguiente:

1. Genere tres señales de compuerta de onda cuadrada v_{g1}, v_{g3} y v_{g5} a una frecuencia de salida f_o y a un ciclo de trabajo de 50%. Las señales v_{g4}, v_{g6} y v_{g2} deben ser las señales inversas lógicas de v_{g1}, v_{g3} y v_{g5}, respectivamente. Cada señal está desplazada 60° con respecto de la otra.
2. Las señales v_{g1}, v_{g3} y v_{g5} controlan Q_1, Q_3 y Q_5, respectivamente, a través de circuitos aisladores. Las señales v_{g2}, v_{g4} y v_{g6} pueden controlar Q_2, Q_4 y Q_6, respectivamente, sin circuitos aislantes.

Ejemplo 6.4 Cómo determinar el voltaje y la corriente de salida de un puente inversor trifásico completo con una carga *RL*

El inversor trifásico de la figura 6.6a tiene una carga conectada en Y de $R = 5\ \Omega$ y $L = 23$ mH. La frecuencia del inversor es $f_0 = 60$ Hz y el voltaje de cd de entrada es $V_s = 220$ V. (a) Exprese el voltaje instantáneo de línea a línea $v_{ab}(t)$ y la corriente de línea $i_a(t)$ en una serie de Fourier. Determine (b) el voltaje rms de línea V_L; (c) el voltaje rms de fase V_p; (d) el voltaje rms de línea V_{L1} a la frecuencia fundamental; (e) el voltaje rms de fase a la frecuencia fundamental V_{p1}; (f) la THD; (g) el DF; (h) el HF y el DF del LOH; (i) la potencia de la carga; P_o; (j) la corriente promedio de transistor $I_{Q(av)}$, y (k) la corriente rms de transistor $I_{Q(\text{rms})}$.

Solución

$V_s = 220$ V, $R = 5\ \Omega$, $L = 23$ mH, $f_0 = 60$ Hz, y $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

a. Utilizando la ecuación (6.20a), el voltaje instantáneo de línea a línea $v_{ab}(t)$ se puede escribir para una secuencia positiva como

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 242.58\,\text{sen}(377t + 30°) - 48.52\,\text{sen}\,5(377t + 30°) \\ &\quad - 34.66\,\text{sen}\,7(377t + 30°) + 22.05\,\text{sen}\,11(377t + 30°) \\ &\quad + 18.66\,\text{sen}\,13(377t + 30°) - 14.27\,\text{sen}\,17(377t + 30°) + \cdots \end{aligned}$$

$$Z_L = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}\,\underline{/\tan^{-1}(n\omega L/R)} = \sqrt{5^2 + (8.67n)^2}\,\underline{/\tan^{-1}(8.67n/5)}$$

Utilizando la ecuación (6.26) la corriente instantánea de línea (o fase) para una secuencia positiva está dada por

$$\begin{aligned} i_{a(t)} &= 14\,\text{sen}(377t - 60°) - 0.64\,\text{sen}(5 \times 377t + 36.6°) \\ &\quad - 0.33\,\text{sen}(7 \times 377t + 94.7°) + 0.13\,\text{sen}(11 \times 377t + 213°) \\ &\quad + 0.10\,\text{sen}(13 \times 377t + 272.5°) - 0.06\,\text{sen}(17 \times 377t + 391.9°) - \cdots \end{aligned}$$

b. De la ecuación (6.21), $V_L = 0.8165 \times 220 = 179.63$ V.

c. De la ecuación (6.24), $V_p = 0.4714 \times 220 = 103.7$ V.

d. De la ecuación (6.23), $V_{L1} = 0.7797 \times 220 = 171.53$ V.

e. $V_{p1} = V_{L1}/\sqrt{3} = 99.03$ V.

f. De la ecuación (6.23), $V_{L1} = 0.7797V_s$

$$\left(\sum_{n=5,7,11,\ldots}^{\infty} V_{Ln}^2\right)^{1/2} = (V_L^2 - V_{L1}^2)^{1/2} = 0.24236V_s$$

De la ecuación (6.6), THD $= 0.24236V_s/(0.7797V_s) = 31.08\%$. El voltaje rms de línea armónico es

g. $$V_{Lh} = \left[\sum_{n=5,7,11,\ldots}^{\infty} \left(\frac{V_{Ln}}{n^2}\right)^2\right]^{1/2} = 0.00941V_s$$

De la ecuación (6.7), DF $= 0.00941V_s/(0.7797V_s) = 1.211\%$.

h. El LOH es el quinto, $V_{L5} = V_{L1}/5$. Con la ecuación (6.5), $\text{HF}_5 = V_{L5}/V_{L1} = 1/5 = 20\%$ y de la ecuación (6.8), $\text{DF}_5 = (V_{L5}/5^2)/V_{L1} = 1/125 = 0.8\%$.

i. Para cargas conectadas en Y, la corriente de línea es igual a la corriente de fase y la corriente rms de línea,

$$I_L = \frac{(14^2 + 0.64^2 + 0.33^2 + 0.13^2 + 0.10^2 + 0.06^2)^{1/2}}{\sqrt{2}} = 9.91\text{ A}$$

La potencia de la carga es $P_0 = 3I_L^2R = 3 \times 9.91^2 \times 5 = 1473$ W.

j. La corriente promedio de suministro $I_s = P_o/220 = 1473/220 = 6.7$ A y la corriente promedio en el transistor es $I_{Q(av)} = 6.7/3 = 2.23$ A.

k. Como la corriente de línea se reparte entre tres transistores, el valor rms de la corriente en un transistor es $I_{Q(\text{rms})} = I_L/\sqrt{3} = 9.91/\sqrt{3} = 5.72$ A.

6.5.2 Conducción durante 120 grados

En este tipo de control cada transistor conduce durante 120°. Sólo dos transistores permanecen encendidos en todo momento. Las señales de control de compuerta se muestran en la figura 6.10. La secuencia de conducción de los transistores es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61. Hay tres modos

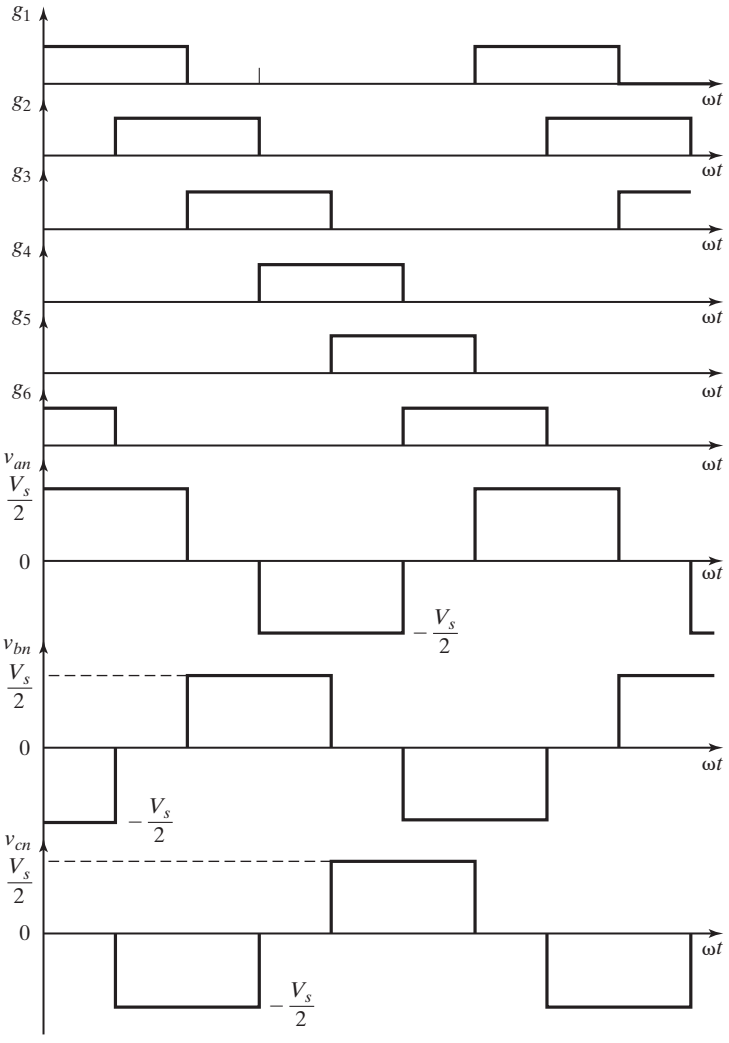


FIGURA 6.10

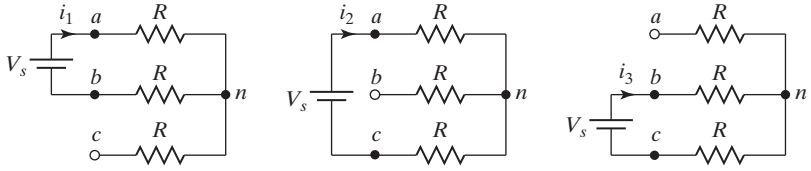
Señales de control para conducción de 120°.

de funcionamiento en un medio ciclo y los circuitos equivalentes con una carga conectada en Y como se muestra en la figura 6.11. Durante el modo 1 dentro del rango $0 \leq \omega t \leq \pi/3$, los transistores 1 y 6 conducen.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \quad v_{bn} = -\frac{V_s}{2} \quad v_{cn} = 0$$

Durante el modo 2 dentro del rango $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$, los transistores 1 y 2 conducen.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \quad v_{bn} = 0 \quad v_{cn} = -\frac{V_s}{2}$$



(a) Modo 1 (b) Modo 2 (c) Modo 3

FIGURA 6.11

Circuitos equivalentes con una carga resistiva conectada en Y.

Durante el modo 3 dentro del rango $2\pi/3 \leq \omega t \leq 3\pi/3$, los transistores 2 y 3 conducen.

$$v_{an} = 0 \quad v_{bn} = \frac{V_s}{2} \quad v_{cn} = -\frac{V_s}{2}$$

Los voltajes de línea a neutro que aparecen en la figura 6.10 se pueden expresar en una serie de Fourier como sigue

$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{6.28a}$$

$$v_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{6.28b}$$

$$v_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \operatorname{sen} n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \tag{6.28c}$$

El voltaje de línea de a a b es $v_{ab} = \sqrt{3}\, v_{an}$ con un adelanto de fase de 30° para una secuencia positiva, $n = 1, 7, 13, 19,\ldots$,y un retardo de fase de 30° para una secuencia negativa, $n = 5, 11, 17, 23, \ldots$ Este desplazamiento de fase es independiente del orden armónico. Por consiguiente, los voltajes instantáneos de línea a línea (para una carga conectada en Y) son

$$v_{ab} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{3}V_S}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \pm \frac{\pi}{6}\right] \tag{6.29a}$$

$$v_{bc} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{3}V_S}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \pm \frac{\pi}{6}\right] \tag{6.29b}$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{3}V_S}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \pm \frac{\pi}{6}\right] \tag{6.29c}$$

Hay un retardo de $\pi/6$ entre el apagado de Q_1 y el encendido de Q_4. Por consiguiente, no debe haber un cortocircuito del suministro de cd a través de uno de los transistores superiores y uno de los inferiores. En todo momento hay dos terminales de carga conectadas al suministro de cd y la tercera permanece abierta. El potencial de esta terminal abierta depende de las características de la carga y sería impredecible. Como un transistor conduce durante 120°, los transistores se utilizan menos en comparación con los de conducción de 180° para la misma condición de carga. Por tanto, se prefiere la conducción de 180° y por lo general se utiliza en inversores trifásicos.

Puntos clave de la sección 6.5

- El puente inversor trifásico requiere seis dispositivos de conmutación y seis diodos. El componente fundamental rms V_{L1} del voltaje de línea de salida es $0.7798V_s$ y el del voltaje de fase es $V_{p1} = V_{L1}/\sqrt{3} = 0.45V_s$ para conducción de 180°. Para conducción de 120°, $V_{P1} = 0.3898V_s$ y $V_{L1} = \sqrt{3}\, V_{P1} = 0.6753V_s$. La conducción de 180° es el método de control preferido.
- El diseño de un inversor requiere determinar las corrientes promedio, rms y pico de los dispositivos de conmutación y los diodos.

6.6 CONTROL DE VOLTAJE DE INVERSORES MONOFÁSICOS

En muchas aplicaciones industriales a veces el control del voltaje de salida de los inversores es necesario (1) para hacer frente a las variaciones del voltaje de entrada de cd; (2) para regular el voltaje de inversores, y (3) para satisfacer los requerimientos de control de voltaje y frecuencia constantes. Hay diversas técnicas para variar la ganancia de un inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia (y el voltaje de salida) es incorporar un control de modulación por ancho de pulso (PWM) en los inversores. Las técnicas comúnmente utilizadas son:

1. Modulación por ancho de pulso único
2. Modulación por ancho de pulsos múltiples
3. Modulación por ancho de pulso senoidal
4. Modulación por ancho de pulso senoidal modificado
5. Control por desplazamiento de fase

Entre todas estas técnicas, la modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) se suele utilizar para controlar el voltaje. Sin embargo, la modulación por ancho de pulsos múltiples constituye el fundamento para entender mejor la técnica de modulación por PWM. La SPWM modificada permite un control limitado del voltaje de salida de ca. Por lo común, el control por desplazamiento de fase se utiliza en aplicaciones de alto voltaje, en especial para el desplazamiento de fase mediante conexiones de transformador.

La SPWM, que es la de uso más común, tiene desventajas (por ejemplo, un bajo voltaje fundamental de salida). También se utilizan con frecuencia las siguientes técnicas de modulación avanzadas [26] que ofrecen mejores desempeños. Sin embargo, éstas no se abordan en este libro.

- Modulación trapezoidal [3]
- Modulación en escalera [4]
- Modulación por pasos [5,8]
- Modulación por inyección armónica [6,7]
- Modulación delta [6,7]

6.6.1 Modulación por ancho de pulsos múltiples

En general se producen varios pulsos en cada medio ciclo del voltaje de salida para reducir el contenido armónico y para incrementar las frecuencias armónicas, así como reducir el tamaño y el costo del filtrado. La generación de señales de control de compuerta (figura 6.12b) para encender y apagar los transistores se muestra en la figura 6.12a al comparar una señal

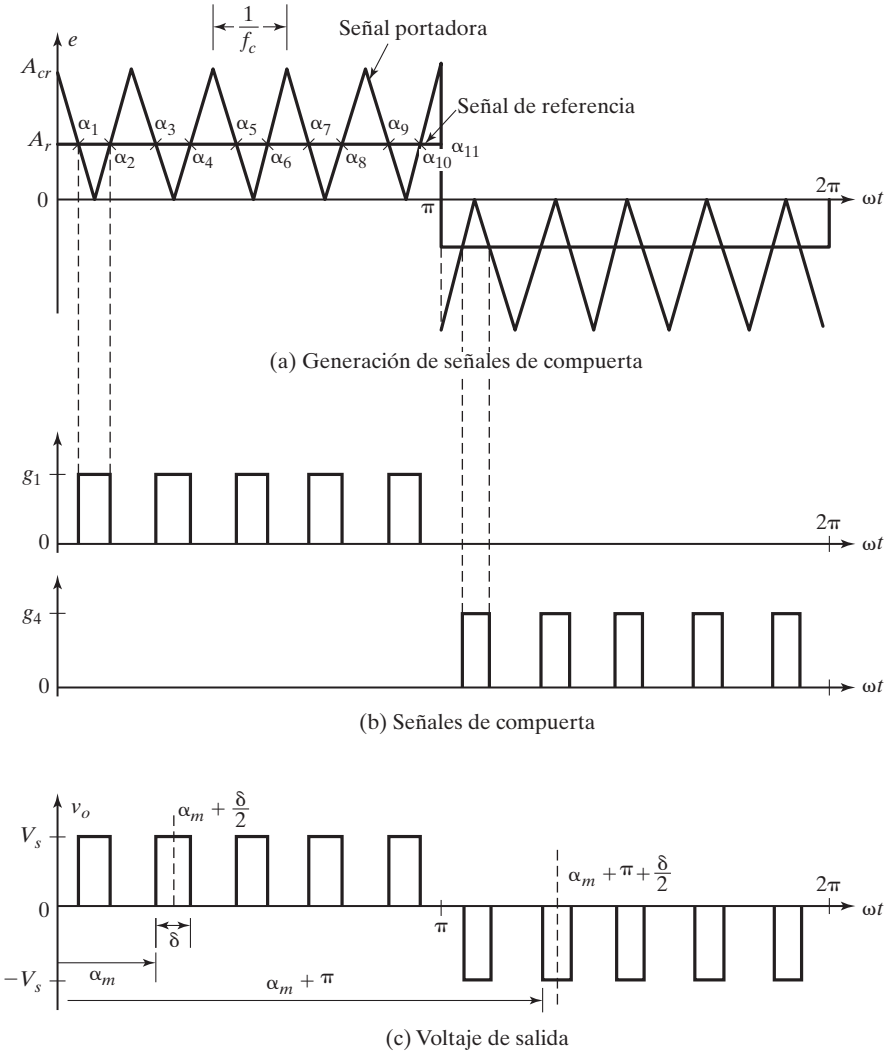


FIGURA 6.12

Modulación por ancho de pulsos múltiples.

de referencia con una onda portadora triangular. Las señales de compuerta se muestran en la figura 6.12b. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida f_o, y la frecuencia portadora f_c determina el número de ciclos por medio ciclo p. El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación también se conoce como *modulación por ancho de pulso uniforme* (UPWM). El número de pulsos por medio ciclo se determina por

$$P = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \tag{6.30}$$

donde $m_f = f_c/f_o$ se define como la *relación de modulación de frecuencia*.

El voltaje instantáneo de salida es $v_o = V_s(g_1 - g_4)$. El voltaje de salida de puentes inversores monofásicos se muestra en la figura 6.12c para UPWM.

Si δ es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede calcular por

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi}\int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = V_s\sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \tag{6.31}$$

La variación del índice de modulación $M = A_r/A_{cr}$ de 0 a 1 varía el ancho d del pulso de 0 a $T/2p$ (0 a π/p) y el voltaje rms de salida V_o de 0 a V_s. La forma general de una serie de Fourier para el voltaje instantáneo de salida es

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \operatorname{sen} n\omega t \tag{6.32}$$

El coeficiente B_n que aparece en la ecuación (6.32) se puede determinar si se considera un par de pulsos de tal modo que el pulso positivo de duración δ comience en $\omega t = \alpha$ y el negativo del mismo ancho comience en $\omega t = \pi + \alpha$. Esto se muestra en la figura 6.12c. Los efectos de todos los pulsos se pueden combinar para obtener el voltaje efectivo de salida.

Si el pulso positivo del m-ésimo par comienza en $\omega t = \alpha_m$ y termina en $\omega t = \alpha_m + \delta$, el coeficiente de Fourier para un par de pulsos es

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{\pi}\left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{4V_s}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\delta}{2}\left[\operatorname{sen} n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right)\right] \end{aligned} \tag{6.33}$$

El coeficiente B_n de la ecuación (6.32) se puede determinar sumando los efectos de todos los pulsos,

$$B_n = \sum_{m=1}^{2p} \frac{4V_s}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\delta}{2}\left[\operatorname{sen} n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right)\right] \tag{6.34}$$

Para evaluar el desempeño de la modulación por pulsos múltiples se utiliza un programa de computadora. La figura 6.13 muestra el perfil armónico en función de la variación del índice de modulación para cinco ciclos por medio ciclo. El orden de los armónicos es igual al de la modulación de pulso único. Sin embargo, debido al mayor número de procesos de encendido y apagado de los transistores de potencia, las pérdidas por conmutación se incrementarían. Con valores de p mayores, las amplitudes del LOH serían menores pero se incrementarían las de algunos armónicos de mayor orden. Sin embargo, los armónicos de mayor orden producen un rizo insignificante o pueden ser fáciles de filtrar.

Por la simetría del voltaje de salida a lo largo del eje x, $A_n = 0$ y no hay armónicos pares (para $n = 2, 4, 6, \ldots$).

El m-ésimo tiempo t_m y el ángulo α_m de intersección se pueden determinar por

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = (m - M)\frac{T_s}{2} \qquad \text{para } m = 1, 3, \ldots, 2p \tag{6.35a}$$

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = (m - 1 + M)\frac{T_s}{2} \qquad \text{para } m = 2, 4, \ldots, 2p \tag{6.35b}$$

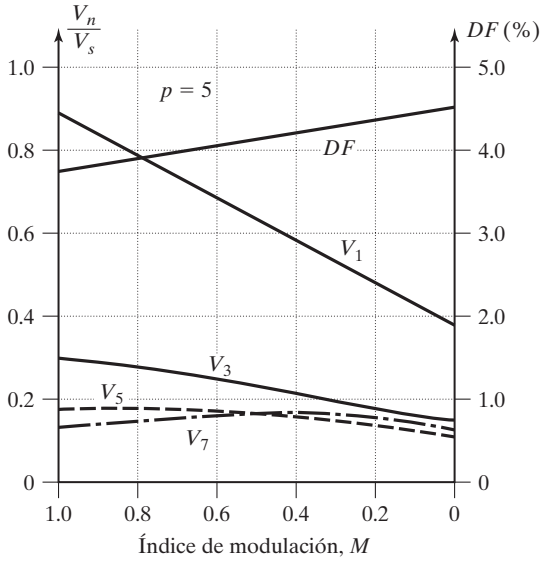


FIGURA 6.13

Perfil armónico de modulación por ancho de pulsos múltiples.

Como todos los anchos son iguales, obtenemos el ancho de pulso d (o ángulo de pulso δ) como

$$d = \frac{\delta}{\omega} = t_{m+1} - t_m = MT_s \tag{6.35c}$$

donde $T_s = T/2p$.

Secuencia de control de compuerta. El algoritmo para generar las señales de control de compuerta es:

1. Genere una señal portadora triangular v_{cr} del periodo de conmutación $T_S = T/(2p)$. Compare v_{cr} con una señal v_r de referencia de cd para producir la diferencia $v_e = v_{cr} - v_r$, la cual debe pasar por un limitador de ganancia para producir una onda cuadrada de ancho d a un periodo de conmutación T_S.
2. Para producir la señal de señal de compuerta g_1, multiplique la onda cuadrada resultante por una señal unitaria v_z, que debe ser un pulso unitario de un ciclo de trabajo de 50% en un periodo T.
3. Para producir la señal de control de compuerta g_2, multiplique la onda cuadrada por una señal inversa lógica de v_z.

6.6.2 Modulación por ancho de pulso senoidal

Como el voltaje de salida deseado es una onda seno, se utiliza una señal senoidal de referencia como la señal de referencia. En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos como en el caso de modulación por pulsos múltiples, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda seno evaluada en el centro del mismo pulso [2]. El DF y el LOH se reducen de manera importante. Las señales de control de compuerta, como se muestra en la

figura 6.14a, se generan al comparar una señal de referencia senoidal con una onda portadora triangular de frecuencia f_c. Por lo común esta modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) se utiliza en aplicaciones industriales. La frecuencia de una señal de referencia f_r determina la frecuencia de salida f_o del inversor y su amplitud pico A_r controla el índice de modulación M, y luego a su vez al voltaje rms de salida V_o. Comparando la señal portadora bidireccional v_{cr} con dos señales de referencia senoidales v_r y $-v_r$ como se muestra en la figura 6.14a, se producen las señales de control de compuerta g_1 y g_4, respectivamente, como se muestra en la figura 6.14b. El voltaje de salida es $v_o = V_s(g_1 - g_4)$. Sin embargo, g_1 y g_4 no se pueden liberar al mismo tiempo. El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. Con la restricción de que dos transistores de la misma rama (Q_1 y Q_4) no pueden conducir al mismo tiempo, el voltaje instantáneo de salida se muestra en la figura 6.14c. Se pueden generar las mismas señales de control de compuerta con una onda portadora triangular unidireccional como se muestra en la figura 6.14d. Se prefiere este método porque es

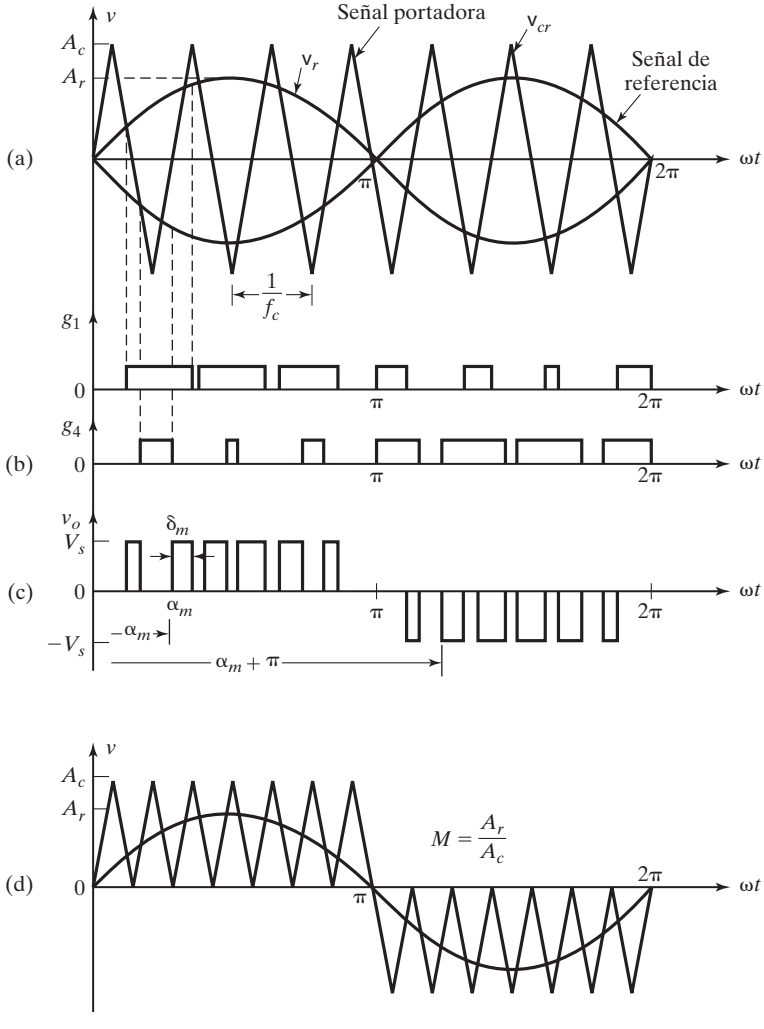


FIGURA 6.14

Modulación por ancho de pulso senoidal.

más fácil de implementar. La señal de control de compuertas g_1, que es igual a g_2, se genera determinando la intersección de la señal portadora triangular V_{cr} con la señal de referencia senoidal $v_r = V_r \text{sen } \omega t$. Asimismo, las señales de control de compuerta g_4, que son iguales a g_3, se generan determinando las intersecciones de la señal portadora triangular v_{cr} con la señal de referencia senoidal negativa $v_r = -V_r \text{ sen } \omega t$. El algoritmo para generar las señales de control de compuerta es similar al de la PWM uniforme de la sección 6.6.1, excepto que la señal de referencia es una onda seno $v_r = V_r \text{ sen } \omega t$, en vez de una señal de cd. El voltaje de salida es $v_o = V_s(g_1 - g_4)$.

Se puede hacer que el voltaje rms de salida varíe si se modifica el índice de modulación M, definido por $M = A_r/A_c$. Observamos que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda seno entre los puntos intermedios de periodos inactivos adyacentes en las señales de control de compuerta. Si δ_m es el ancho del pulso m-ésimo. La ecuación (6.31) se puede ampliar para determinar el voltaje de salida sumando las áreas promedio bajo cada pulso como

$$V_o = V_s\left(\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi}\right)^{1/2} \tag{6.36}$$

La ecuación (6.34) también se puede aplicar para determinar el coeficiente de Fourier del voltaje de salida como

$$B_n = \sum_{m=1}^{2p} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen } \frac{n\delta_m}{2}\left[\text{sen } n\left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2}\right)\right] \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \tag{6.37}$$

Se desarrolla un programa de computadora para determinar el ancho de los pulsos y para evaluar el perfil armónico de modulación senoidal. El perfil armónico se muestra en la figura 6.15 para cinco pulsos por medio ciclo. Este tipo de modulación elimina todos los armónicos menores que o iguales a $2p - 1$. Para $p = 5$, el LOH es el noveno.

El tiempo m-ésimo t_m y el ángulo α_m de intersección se pueden determinar por

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = t_x + m\frac{T_s}{2} \tag{6.38a}$$

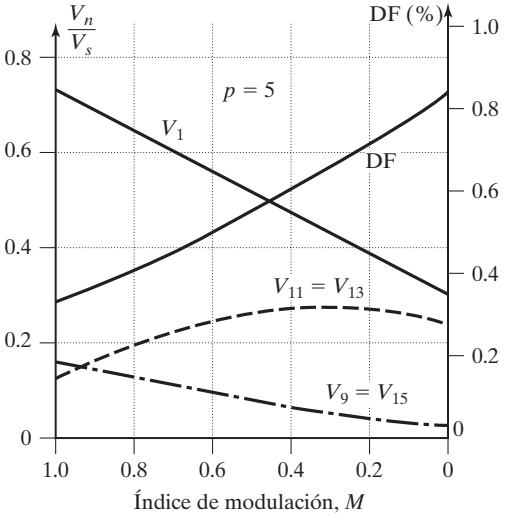


FIGURA 6.15

Perfil armónico de la modulación por ancho de pulso sinusoidal.

donde t_x se puede despejar de

$$1 - \frac{2t}{T_s} = M \operatorname{sen}\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \quad \text{para } m = 1, 3, \ldots, 2p \tag{6.38b}$$

$$\frac{2t}{T_s} = M \operatorname{sen}\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \quad \text{para } m = 2, 4, \ldots, 2p \tag{6.38c}$$

donde $T_s = T/2(p + 1)$. El ancho del pulso m-ésimo d_m (o ángulo de pulso δ_m) se puede determinar de

$$d_m = \frac{\delta_m}{\omega} = t_{m+1} - t_m \tag{6.38d}$$

El voltaje de salida de un inversor contiene armónicos. La PWM los empuja hacia un rango de frecuencia alrededor de la frecuencia de conmutación f_c y sus múltiplos, es decir, en torno a los armónicos m_f, $2m_f$, $3m_f$, etc. La frecuencia a que ocurren los armónicos de voltaje se puede relacionar mediante

$$f_n = (jm_f \pm k) f_c \tag{6.39}$$

donde el n-ésimo armónico es igual a la k-ésima banda lateral de la j-ésima vez por la relación m_f de frecuencia a modulación.

$$\begin{aligned} n &= jm_f \pm k \\ &= 2jp \pm k \quad \text{para } j = 1, 2, 3, \ldots \text{ y } k = 1, 3, 5, \ldots \end{aligned} \tag{6.40}$$

El voltaje fundamental de salida pico para el control PWM y SPWM se determina de forma aproximada con

$$V_{m1} = dV_s \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1.0 \tag{6.41}$$

Para $d = 1$, la ecuación (6.41) da la amplitud pico máxima del voltaje fundamental de salida como $V_{m1(\text{máx})} = V_s$. De acuerdo con la ecuación (6.6), $V_{m(\text{máx})}$ podría ser tan alto como $4V_s/\pi = 1.273\ V_s$ para una onda de salida cuadrada. Para aumentar el voltaje fundamental de salida se debe incrementar d más allá de 1.0. La operación más allá de $d = 1.0$ se llama *sobremodulación*. El valor de d al cual $V_{m1(\text{máx})}$ es igual a $1.273V_s$, depende del número de ciclos por medio ciclo p y es aproximadamente 3 para $p = 7$, como se muestra en la figura 6.16. Básicamente, la sobremodulación conduce a un funcionamiento de onda cuadrada y agrega más armónicos en comparación con el funcionamiento en el rango lineal (con $d \leq 1.0$. Por lo común la sobremodulación se evita en aplicaciones que requieren baja distorsión (por ejemplo, en fuentes de poder ininterrumpibles. [UPS]).

6.6.3 Modulación por ancho de pulso senoidal modificada

La figura 6.14c indica que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda seno no cambian de manera significativa con la variación del índice de modulación. Esto se debe a las características de la onda seno, y la técnica SPWM se puede modificar de modo que la onda portadora se aplique durante el primero y último intervalos de 60° por medio ciclo (por ejemplo, de 0° a 60° y de 120° a 180°). Esta modulación por ancho de pulso senoidal

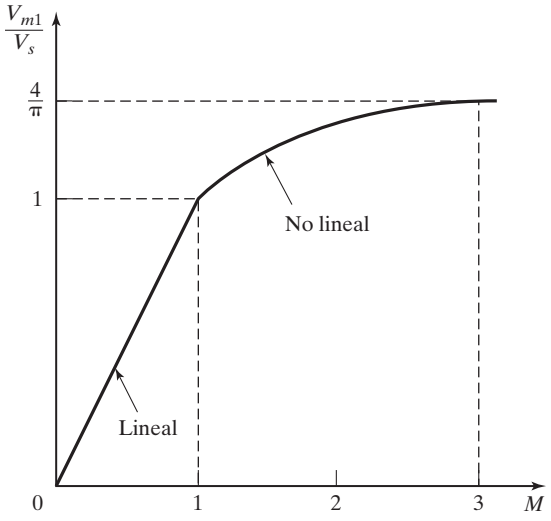


FIGURA 6.16

Voltaje fundamental pico de salida en función del índice de modulación *M*.

modificada (MSPWM) se muestra en la figura 6.17. El componente fundamental se aumenta y sus características armónicas mejoran, a la vez que reduce el número de conmutaciones de dispositivos de potencia y también reduce las pérdidas por conmutación.

El tiempo *m*-ésimo t_m y el ángulo α_m de intersección se pueden determinar por

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = t_x + m\frac{T_s}{2} \quad \text{para } m = 1, 2, 3, \ldots, p \tag{6.42a}$$

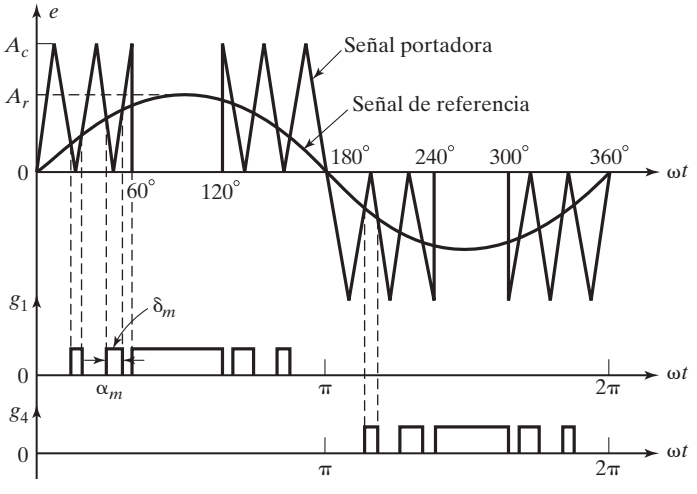


FIGURA 6.17

Modulación por ancho de pulso senoidal modificada.

donde t_x se puede despejar de

$$1 - \frac{2t}{T_s} = M \operatorname{sen}\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \quad \text{para } m = 1, 3, \ldots, p \tag{6.42b}$$

$$\frac{2t}{T_s} = M \operatorname{sen}\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \quad \text{para } m = 2, 4, \ldots, p \tag{6.42c}$$

Las intersecciones de tiempo durante los últimos intervalos de 60° se determinan con

$$t_{m+1} = \frac{\alpha_{m+1}}{\omega} = \frac{T}{2} - t_{2p-m} \quad \text{para } m = p, p+1 \ldots, 2p-1 \tag{6.42d}$$

donde $T_s = T/6(p + 1)$. El ancho del pulso m-ésimo d_m (o ángulo de pulso δ_m) se calcula de

$$d_m = \frac{\delta_m}{\omega} = t_{m+1} - t_m \tag{6.42e}$$

Se utilizó un programa de computadora para determinar los anchos de pulso y para evaluar el desempeño de la SPWM modificada. El perfil armónico se muestra en la figura 6.18 para cinco pulsos por medio ciclo. El número de pulsos q en el periodo de 60° normalmente está vinculado con la relación de frecuencia, sobre todo en inversores trifásicos, por

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \tag{6.43}$$

El voltaje instantáneo de salida es $v_o = V_s(g_1 - g_4)$. El algoritmo para generar las señales de control de compuerta es similar al de la PWM senoidal de la sección 6.6.1 excepto que la señal de referencia es una onda seno sólo de 60° a 120°.

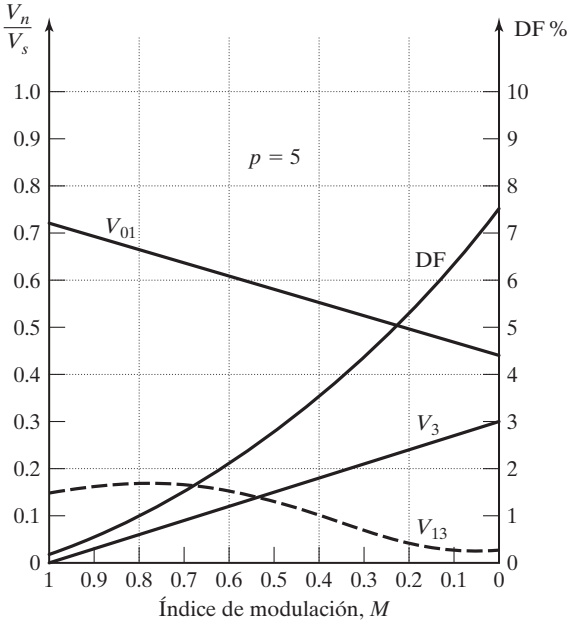


FIGURA 6.18

Perfil armónico de la modulación por ancho de pulso senoidal modificada.

6.6.4 Control por desplazamiento de fase

El control del voltaje se obtiene utilizando múltiples inversores y sumando los voltajes de salida de los inversores individuales. Un puente inversor monofásico completo de la figura 6.3a se puede percibir como la suma de los dos medios puentes inversores de la figura 6.2a. Un desplazamiento de fase de 180° produce un voltaje de salida como se muestra en la figura 6.19c mientras que un ángulo de retardo (o desplazamiento) α produce una salida como la de la figura 6.19e.

Por ejemplo, la señal de compuerta g_1 para el medio puente inversor se puede retrasar un ángulo α para producir la señal de compuerta g_2.

El voltaje rms de salida es

$$V_o = V_s\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \tag{6.44}$$

Si

$$V_{ao} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n\omega t$$

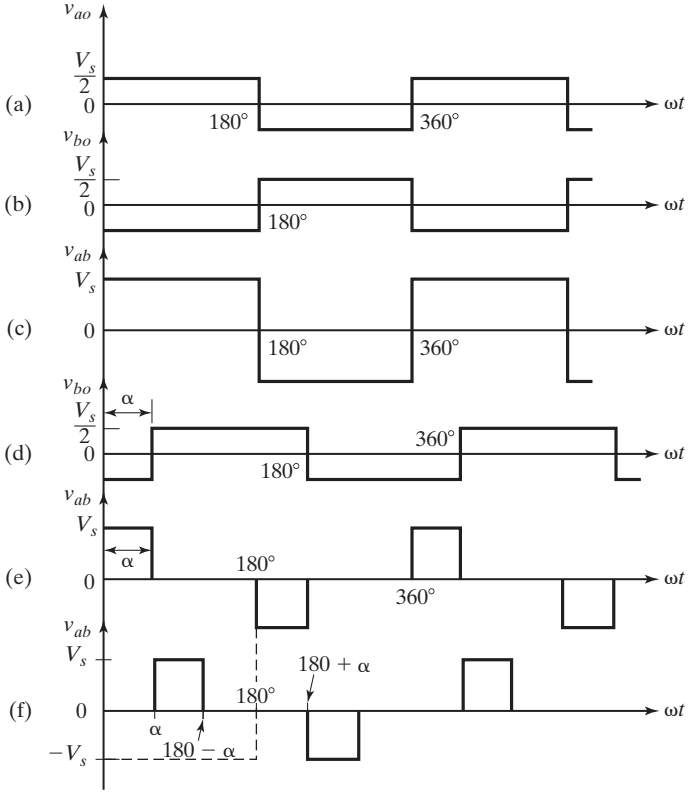


FIGURA 6.19

Control por desplazamiento de fase.

entonces

$$v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n(\omega t - \alpha)$$

El voltaje instantáneo de salida es,

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\operatorname{sen} n\omega t - \operatorname{sen} n(\omega t - \alpha)]$$

la que, después de usar sen A − sen B = 2 sen[$(A - B)/2$]cos [$(A + B)/2$], se puede simplificar a

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\alpha}{2} \cos n\left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right) \tag{6.45}$$

El valor rms del voltaje fundamental de salida es

$$V_{o1} = \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} \operatorname{sen} \frac{\alpha}{2} \tag{6.46}$$

La ecuación (6.46) indica que el voltaje de salida puede variar al cambiar el ángulo de retardo. Este tipo de control es especialmente útil para aplicaciones de alta potencia que requieren un gran número de dispositivos de conmutación en paralelo.

Si las señales de compuerta g_1 y g_2 se retardan por los ángulos $\alpha_1 = \alpha$ y $\alpha_2 (= \pi - \alpha)$, el voltaje de salida v_{ab} tiene una simetría de cuarto de onda en $\pi/2$ como se muestra en la figura 6.19*f*. Por consiguiente, obtenemos

$$\begin{aligned}
v_{ao} &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen}(n(\omega t - \alpha)) && \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \\
v_{bo} &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen}[n(\omega t - \pi + \alpha)] && \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \\
v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos(n\alpha) \operatorname{sen}(n\omega t) && \text{para } n = 1, 3, 5
\end{aligned} \tag{6.47}$$

6.7 CONTROL DE VOLTAJE DE INVERSORES TRIFÁSICOS

Un inversor trifásico se puede considerar como tres inversores monofásicos y la salida de cada inversor monofásico se desplaza 120°. Las técnicas de control de voltaje descritas en la sección 6.6 se aplican a inversores trifásicos. Sin embargo, por lo común las técnicas siguientes se aplican más a inversores trifásicos.

PWM senoidal
PWM de tercer armónico
PWM de 60°
Modulación por vector espacial

La PWM senoidal se utiliza para un control de voltaje, pero la amplitud pico del voltaje de salida no puede exceder el voltaje de suministro de cd V_S sin funcionamiento en la región de sobremodulación. La SPWM modificada (o de 60°) da un control de voltaje de salida de ca limitado. La PWM de tercer armónico da el componente fundamental, el cual es más alto que el voltaje V_S de suministro disponible. La modulación por vector espacial es más flexible y se puede programar para sintetizar el voltaje de salida con una implementación digital.

6.7.1 PWM senoidal

La figura 6.20a muestra las generaciones de señales de control de compuerta con PWM senoidal. Hay tres ondas de referencia senoidales (v_{r_a}, v_{r_b}, y v_{r_c}) cada una desplazada 120°. Se compara una onda portadora con la señal de referencia correspondiente a una fase para generar las señales de compuerta para esa fase [10]. Comparando la señal portadora v_{cr} con las fases de referencia v_{ra}, v_{rb} y v_{rc} se producen g_1, g_3 y g_5, respectivamente, como se muestra en la figura 6.20b. El funcionamiento de los interruptores Q_1 a Q_6 que se muestra en la figura 6.6a se determina comparando las ondas seno de modulación (o de referencia) con la onda portadora triangular. Cuando $v_{ra} > v_{cr}$, el interruptor superior Q_1 en la rama 'a' del inversor se cierra. El interruptor inferior Q_4 funciona de una manera complementaria y por consiguiente se abre. De este modo, las señales de compuerta g_2, g_4 y g_6 son complementos de g_1, g_3 y g_5, respectivamente, como se muestra en la figura 6.20b. Los voltajes de fase como se muestran en la figura 6.20c para las líneas a y b son $v_{an} = V_S g_1$ y $v_{bn} = V_S g_3$. El voltaje instantáneo de salida de línea a línea es $v_{ab} = V_s(g_1 - g_3)$. El voltaje de salida como se muestra en la figura 6.20c se genera al eliminar la condición de que dos dispositivos de conmutación que están en la misma rama no pueden conducir al mismo tiempo. El componente fundamental del voltaje de línea a línea v_{ab} como se muestra en la figura 6.20d se indica como v_{ab1}.

La frecuencia portadora normalizada m_f debe ser un múltiplo impar de tres. Así, todos los voltajes de fase (v_{aN}, v_{bN} y v_{cN}) son idénticos, pero desfasados 120° sin armónicos pares; además, los armónicos a frecuencias de múltiplos de tres son idénticos en amplitud y fase en todas las fases. Por ejemplo, si el noveno voltaje armónico en la fase *a* es

$$v_{aN9}(t) = \hat{v}_9 \operatorname{sen}(9\omega t) \tag{6.48}$$

el noveno armónico correspondiente en la fase *b* será

$$v_{bN9}(t) = \hat{v}_9 \operatorname{sen}(9(\omega t - 120°)) = \hat{v}_9 \operatorname{sen}(9\omega t - 1080°)) = \hat{v}_9 \operatorname{sen}(9\omega t) \tag{6.49}$$

De este modo, el voltaje de línea de salida de ca $v_{ab} = v_{aN} - v_{bN}$ no contiene el noveno armónico. Por consiguiente, para múltiplos impares de tres por la frecuencia portadora normalizada m_f, los armónicos en el voltaje de salida de ca aparecen a frecuencias normalizadas f_h centradas en torno a m_f y sus amplitudes, específicamente, en

$$n = jm_f \pm k \tag{6.50}$$

donde $j = 1, 3, 5, \ldots$ para $k = 2, 4, 6, \ldots$; y $j = 2, 4, \ldots$ para $k = 1, 5, 7, \ldots$, de modo que n no es un múltiplo de tres. Por consiguiente, los armónicos se presentan en $m_f \pm 2, m_f \pm 4, \ldots, 2m_f \pm 1$, $2m_f \pm 5, \ldots, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, \ldots, 4m_f \pm 1, 4m_f \pm 5, \ldots$. Para una corriente de carga de ca casi senoidal, los armónicos en la corriente de enlace de cd están a frecuencias dadas por

$$n = jm_f \pm k \pm 1 \tag{6.51}$$

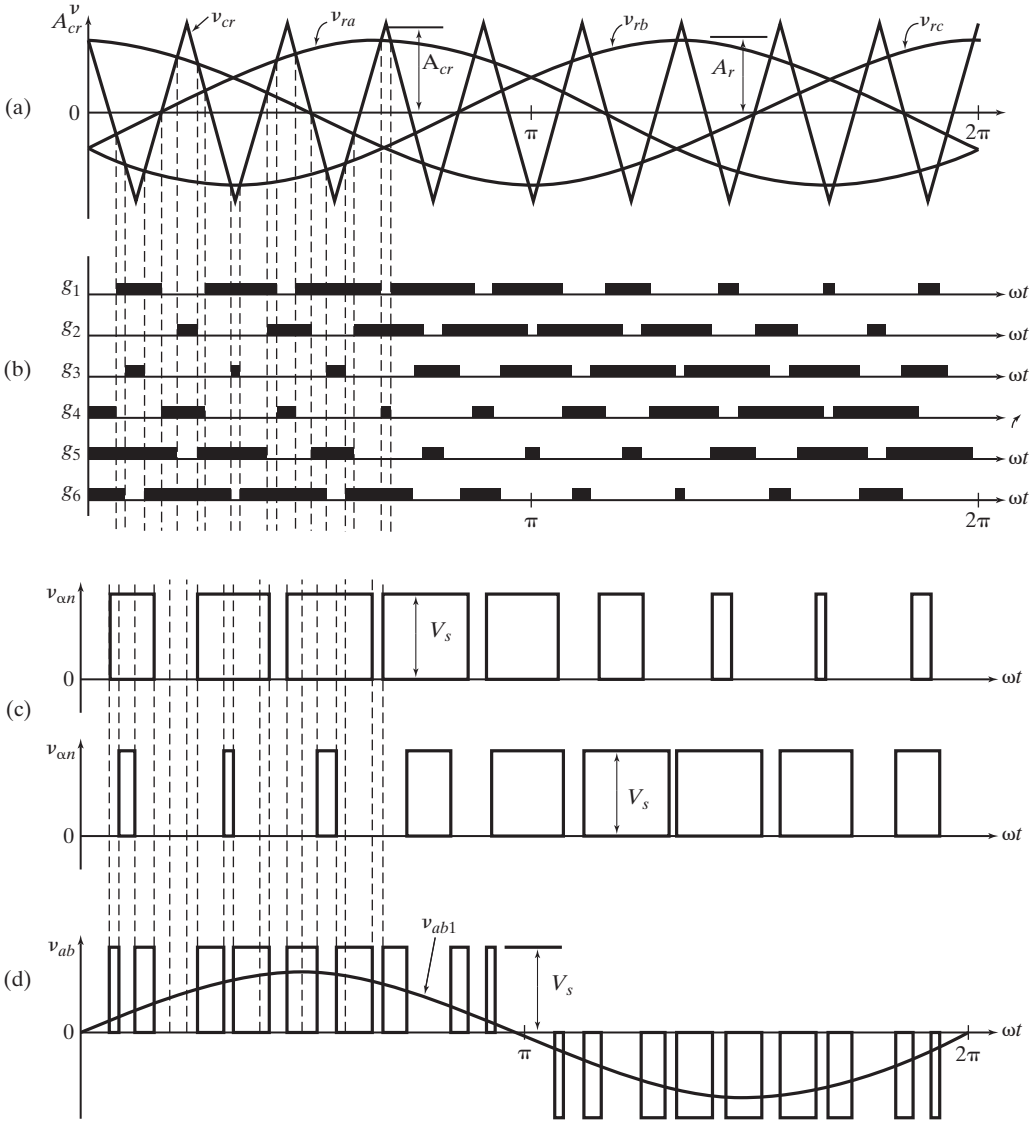


FIGURA 6.20

Modulación por ancho de pulso senoidal para un inversor trifásico.

donde $j = 0, 2, 4, \ldots$ para $k = 1, 5, 7, \ldots$, y $j = 1, 3, 5, \ldots$ para $k = 2, 4, 6, \ldots$, de modo que $n = jm_f \pm k$ es positivo y no un múltiplo de tres.

Ya que la amplitud máxima del voltaje de fase fundamental en la región lineal ($M \leq 1$) es $V_s/2$, la amplitud máxima del voltaje fundamental de salida de línea de ca es $\hat{v}_{ab1} = \sqrt{3}V_s/2$. Por consiguiente, podemos escribir la amplitud pico como

$$\hat{v}_{ab1} = M\sqrt{3}\,\frac{V_s}{2} \quad \text{para } 0 < M \leq 1 \tag{6.52}$$

Sobremodulación. Para incrementar aún más la amplitud del voltaje de carga, la amplitud de la señal moduladora $\hat{v}_r$ se puede hacer mayor que la amplitud de la señal portadora $\hat{v}_{cr}$, lo que conduce a sobremodulación [11]. La relación entre la amplitud del voltaje fundamental de línea de salida de ca y el voltaje de enlace de cd se vuelve no lineal. Así, en la región de sobremodulación, los voltajes de línea oscilan en

$$\sqrt{3}\frac{V_s}{2} < \hat{v}_{ab1} = \hat{v}_{bc1} = \hat{v}_{ca1} < \frac{4}{\pi}\sqrt{3}\frac{V_s}{2} \tag{6.53}$$

Los valores grandes de M en la técnica SPWM conducen a sobremodulación completa. Este caso se conoce como operación de onda cuadrada como se ilustra en la figura 6.21, donde los dispositivos de potencia están encendidos durante 180°. En este modo el inversor no puede hacer que varíe el voltaje de carga excepto si se varía el voltaje de suministro de cd V_s. El voltaje fundamental de línea de ca está dado por

$$\hat{v}_{ab1} = \frac{4}{\pi}\sqrt{3}\frac{V_s}{2} \tag{6.54}$$

El voltaje de salida de línea de ca contiene los armónicos f_n donde $n = 6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \ldots$) y sus amplitudes son inversamente proporcionales a su orden armónico n. Es decir,

$$\hat{v}_{abn} = \frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\sqrt{3}\frac{V_s}{2} \tag{6.55}$$

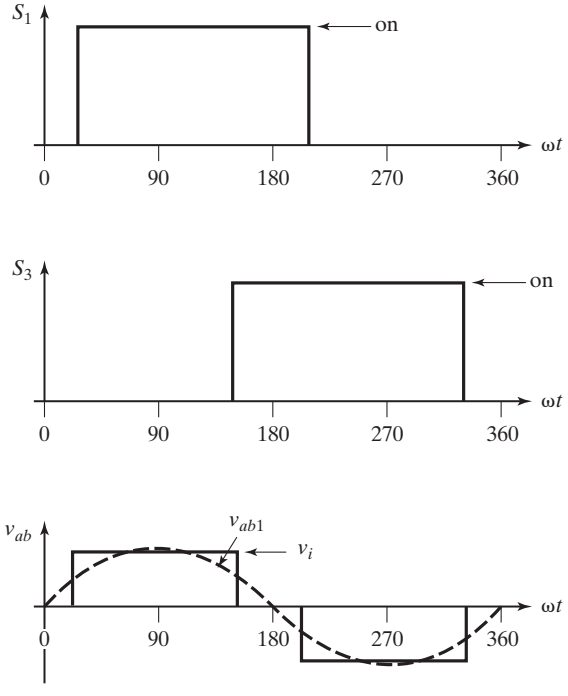


FIGURA 6.21
Funcionamiento de onda cuadrada.

Ejemplo 6.5 Cómo determinar el límite permisible de la fuente de entrada de cd

Un inversor monofásico de puente completo controla la potencia en una carga resistiva. El valor nominal del voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V y se utiliza una modulación por ancho de pulso uniforme con cinco pulsos por medio ciclo. Para el control requerido, el ancho de cada pulso es 30°. (a) Determine el voltaje rms de la carga. (b) Si la fuente de cd se incrementa 10%, determine el ancho de pulso para mantener la misma potencia de carga. Si el ancho de pulso máximo posible es de 35°, determine el límite mínimo permisible de la fuente de entrada de cd.

Solución

a. $V_s = 220$ V, $p = 5$, y $\delta = 30°$. Con la ecuación (6.31), $V_o = 220\sqrt{5 \times 30/180} = 200.8$ V.

b. $V_s = 1.1 \times 220 = 242$ V. Al utilizar la ecuación (6.31), $242\sqrt{5\delta/180} = 200.8$ y esto da el valor requerido del ancho de pulso, $\delta = 24.75°$.

Para mantener el voltaje de salida de 200.8 V al ancho de pulso máximo posible de $\delta = 35°$, el voltaje de entrada se puede calcular a partir de $200.8 = V_s\sqrt{5 \times 35/180}$, y esto da el voltaje de entrada mínimo permisible, $V_s = 203.64$ V.

6.7.2 PWM de 60 grados

La PWM de 60° es similar a la PWM modificada de la figura 6.17. La idea detrás de la PWM de 60° es "aplanar la cresta" de la forma de onda de 60° a 120° y de 240° a 300°. Los dispositivos de potencia se mantienen encendidos durante un tercio del ciclo (cuando están a voltaje completo) y sufren bajas pérdidas por conmutación. Todos los armónicos triples (3°, 9°, 15°, 21°, 27°, etc.) están ausentes en los voltajes trifásicos. La PWM de 60° produce un fundamental más grande ($2/\sqrt{3}$) y utiliza más del voltaje de cd disponible (voltaje de fase $V_p = 0.57735V_s$ y el voltaje de línea $V_L = V_s$) que la PWM senoidal. La forma de onda de salida se puede representar de forma aproximada mediante el componente fundamental y los primeros términos como se muestra en la figura 6.22.

6.7.3 PWM por terceros armónicos

La señal moduladora (o de referencia) se genera inyectando armónicos seleccionados a la onda seno. De este modo, la forma de onda de ca de referencia en la PWM de tercer armónico [12] no es senoidal, sino que consta de un componente fundamental y un componente de tercer armónico como se muestra en la figura 6.23. En consecuencia, la amplitud pico a pico de la función de referencia resultante no excede el voltaje de suministro de cd V_s, aunque el componente fundamental es mayor que el voltaje de suministro V_s disponible.

La presencia de exactamente el mismo componente de terceros armónicos en cada fase da como resultado la cancelación efectiva del componente de terceros armónicos en la terminal neutra, y todos los voltajes de fase de línea a neutro (v_{aN}, v_{bN} y v_{cN}) con amplitud pico de $V_P = V_s/\sqrt{3} = 0.57735V_s$. El componente fundamental es la misma amplitud pico $V_{P1} = 0.57735V_s$ y el voltaje pico de línea es $V_L = \sqrt{3}\,V_P = \sqrt{3} \times 0.57735\,V_s = V_s$. La amplitud de éste es aproximadamente 15.5% mayor que la lograda con la PWM senoidal. Por consiguiente, la PWM de tercer armónico permite utilizar mejor el voltaje de suministro de cd que la PWM senoidal.

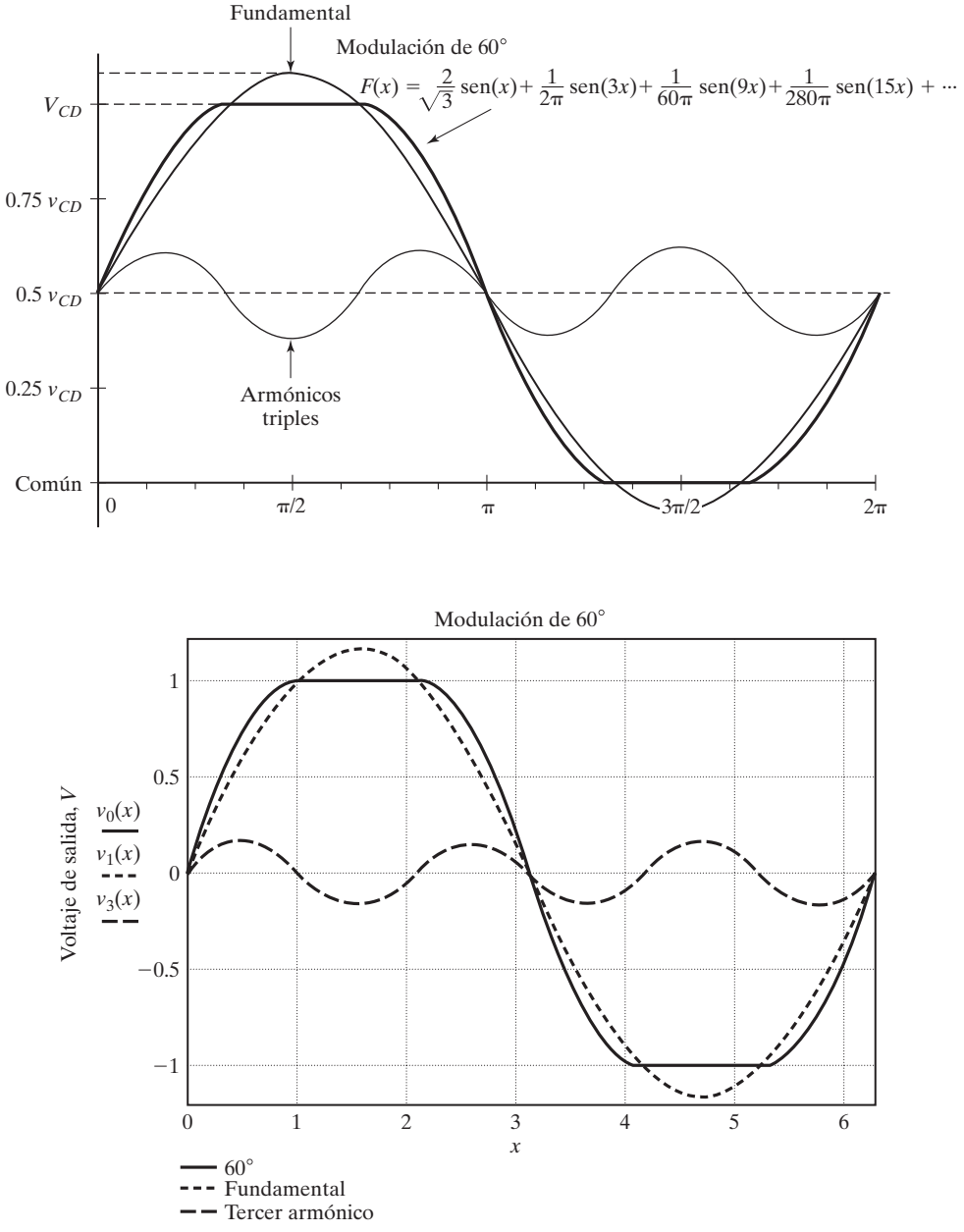


FIGURA 6.22

Forma de onda de salida con PWM de 60°.

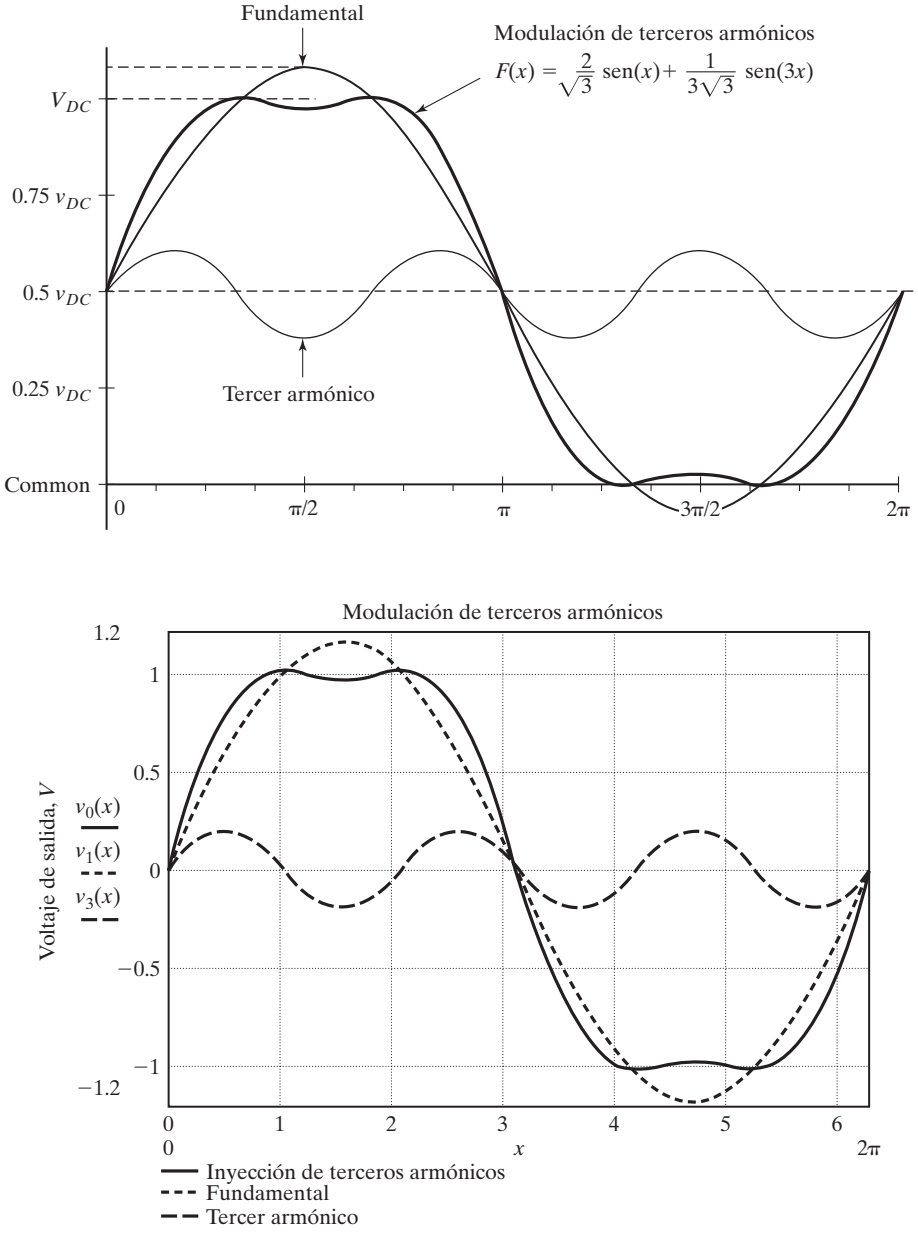


FIGURA 6.23

Forma de onda de salida con PWM de terceros armónicos.

6.7.4 Modulación por vector espacial

La modulación por vector espacial (SVM) es muy diferente de los métodos de PWM. Con los métodos de PWM se puede considerar que el inversor está formado por tres etapas distintas de control equilibradas o simétricas, las cuales crean cada forma de onda de fase de manera independiente. La SVM, sin embargo, trata al inversor como una sola unidad; específicamente, el inversor puede ser llevado a ocho estados únicos, como se muestra en la tabla 6.2. La modulación se logra conmutando el estado del inversor [13]. Las estrategias de control se implementan en sistemas digitales. La SVM es una técnica de modulación digital cuyo objetivo es generar voltajes de línea de carga por PWM que en promedio sean iguales a un voltaje de línea de carga dado (o de referencia). Esto se hace en cada periodo de muestreo con la selección apropiada de los estados de conmutación del inversor y el cálculo apropiado del periodo de cada uno. La selección de los estados y sus periodos se logra con la transformación del vector espacial [25].

Transformación espacial. Cualquiera de tres funciones de tiempo que satisfagan la ecuación

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \tag{6.56}$$

se pueden representar en un espacio estacionario bidimensional [14]. Dado que $v_c(t) = -v_a(t) - v_b(t)$, el tercer voltaje es fácil de calcular si se dan dos voltajes de cualquiera de dos fases. Por tanto, es posible transformar las tres variables de fase a dos variables de fase mediante la transformación $a{-}b{-}c/x - y$ (Apéndice G). Las coordenadas son similares a las de los tres voltajes de fase de tal modo que el vector $[u_a, 0\ 0]^T$ se coloca a lo largo del eje x, el vector $[0\ u_b\ 0]^T$ aparece con un desplazamiento de fase de 120° y el vector $[0\ 0\ u_c]^T$ con un desplazamiento de fase de 240°. Esto se muestra en la figura 6.24. Entonces un vector o vectores espaciales rotatorios **u** *(t)* en notación compleja se expresan como

$$\mathbf{u}(t) = \frac{2}{3}\left[u_a + u_b e^{j(2/3)\pi} + u_c e^{-j(2/3)\pi}\right] \tag{6.57}$$

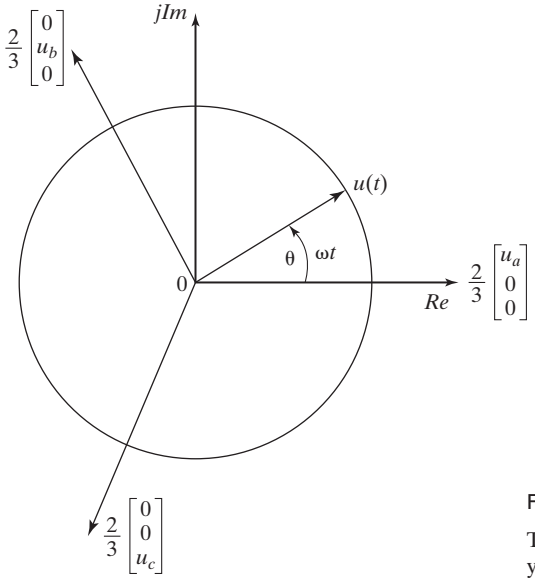


FIGURA 6.24

Tres vectores coordenados de fase y vector espacial $\boldsymbol{u}(t)$.

donde 2/3 es un factor de escala o graduación. La ecuación (6.57) se puede escribir en componentes reales e imaginarios en el dominio $x-y$ como

$$\mathbf{u}(t) = u_x + ju_y \tag{6.58}$$

Con las ecuaciones (6.57) y (6.58) podemos realizar la transformación de coordenadas de los ejes $a-b-c$ a los ejes $x-y$ como está dado por

$$\begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} = \frac{2}{3}\begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \tag{6.59}$$

que también se puede escribir como

$$u_x = \frac{2}{3}\left[v_a - 0.5(v_b + v_c)\right] \tag{6.60a}$$

$$u_y = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_b - v_c) \tag{6.60b}$$

La transformación de los ejes $x-y$ a los ejes $\alpha-\beta$, que se realiza girando con una velocidad angular de ω, se obtiene al girar los ejes $x-y$ con ωt como está dado por (Apéndice G)

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) \\ \operatorname{sen}(\omega t) & \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\operatorname{sen}(\omega t) \\ \operatorname{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} \tag{6.61}$$

Con la ecuación (6.57) podemos determinar la transformación inversa como

$$u_a = \operatorname{Re}(\mathbf{u}) \tag{6.62a}$$

$$u_b = \operatorname{Re}(\mathbf{u}e^{-j(2/3)\pi}) \tag{6.62b}$$

$$u_c = \operatorname{Re}(\mathbf{u}e^{j(2/3)\pi}) \tag{6.62c}$$

Por ejemplo, si u_a, u_b y u_c son los tres voltajes de fase de una fuente balanceada con un valor pico de V_m, podemos escribir

$$u_a = V_m \cos(\omega t) \tag{6.63a}$$

$$u_b = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \tag{6.63b}$$

$$u_c = V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \tag{6.63c}$$

Entonces, utilizando la ecuación (6.57) obtenemos la representación vectorial espacial como

$$\mathbf{u}(t) = V_m e^{j\theta} = V_m e^{j\omega t} \tag{6.64}$$

lo cual es un vector de magnitud V_m que gira a una velocidad constante ω en radianes por segundo.

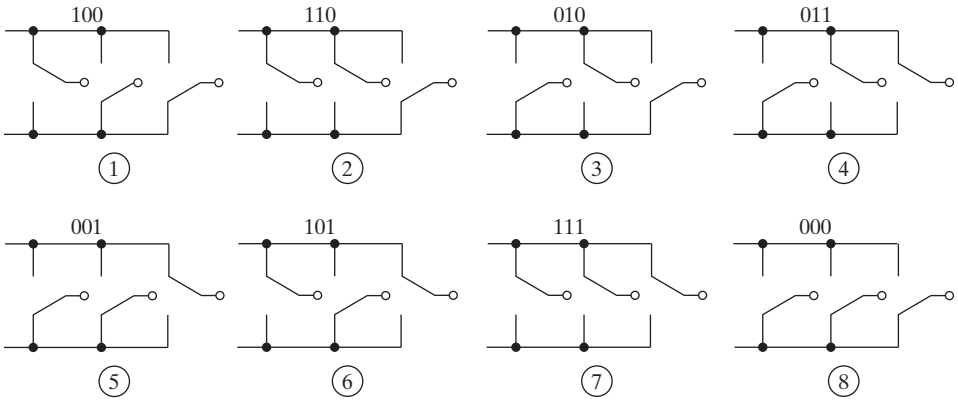


FIGURA 6.25

Estados de encendido y apagado de los interruptores del inversor. [Ref. 13].

Vector espacial (SV). Los estados de conmutación del inversor se pueden representar por valores binarios q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 y q_6; es decir $q_k = 1$ cuando un interruptor está abierto y $q_k = 0$ cuando un interruptor está cerrado. Los pares q_1q_4, q_3q_6 y q_5q_2 son complementarios. Por consiguiente, $q_4 = 1 - q_1$, $q_6 = 1 - q_3$ y $q_2 = 1 - q_5$. Los estados de encendido y apagado se muestran en la figura 6.25 [13]. Utilizando la relación de trigonometría $e^{j\theta} = \cos\theta + j\text{sen}\,\theta$ para $\theta = 0, 2\pi/3$, o $4\pi/3$, la ecuación (6.57) da el voltaje de fase se salida en el estado de conmutación (100) como

$$v_a(t) = \frac{2}{3}V_S; \quad v_b(t) = \frac{-1}{3}V_S; \quad v_c(t) = \frac{-1}{3}V_S \tag{6.65}$$

El vector espacial correspondiente $\mathbf{V_1}$ se obtiene sustituyendo la ecuación (6.65) en la ecuación (6.57) como

$$\mathbf{V_1} = \frac{2}{3}V_S e^{j0} \tag{6.66}$$

Asimismo, podemos derivar los seis vectores como

$$\mathbf{V_n} = \frac{2}{3}V_S e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} \quad \text{para } n = 1, 2, \ldots 6 \tag{6.67}$$

El vector cero tiene dos estados de conmutación (111) y (000), uno de los cuales es redundante. El estado de conmutación redundante se puede utilizar para optimizar la operación del inversor, como minimizar la frecuencia de conmutación. La tabla 6.2 da la relación entre los vectores espaciales y sus estados de conmutación correspondientes. Observemos que estos vectores no se mueven en el espacio, por lo que se les conoce como vectores estacionarios, en tanto que el vector $\mathbf{u}(t)$ de la figura 6.24 y en la ecuación (6.64) gira a una velocidad angular de

$$\omega = 2\pi f \tag{6.68}$$

donde f es la frecuencia fundamental del voltaje de salida del inversor.

Utilizando la transformación de tres fases a dos fases de la ecuación (6.59) y el voltaje de línea (voltaje de fase $\sqrt{3}$) como referencia, los componentes α-β de los vectores del voltaje rms de salida (valor pico$\sqrt{2}$) se pueden expresar como funciones de q_1, q_3 y q_5.

$$\begin{pmatrix} V_{L\alpha} \\ V_{L\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3}\sqrt{\frac{3}{2}}V_s \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_1 \\ q_3 \\ q_5 \end{pmatrix} \tag{6.69}$$

Con el factor $\sqrt{2}$ para convertir el voltaje rms en su valor pico, el valor pico del voltaje de línea es $V_{L(\text{pico})} = 2V_S/\sqrt{3}$ y el del voltaje de fase es $V_{p(\text{pico})} = V_s/\sqrt{3}$. Utilizando el voltaje de fase $\mathbf{V_a}$ como referencia, lo que usualmente es el caso, el vector del voltaje de línea $\mathbf{V_{ab}}$ va π/6 adelante del vector de fase. El valor pico normalizado del n-ésimo vector de voltaje de línea se calcula a partir de

$$\mathbf{V_n} = \frac{\sqrt{2} \times \sqrt{2}}{\sqrt{3}} e^{j(2n-1)\,\pi/6} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\cos\left(\frac{(2n-1)\,\pi}{6}\right) + j\,\text{sen}\left(\frac{(2n-1)\,\pi}{6}\right)\right]$$
$$\text{para } n = 0, 1, 2, 6 \tag{6.70}$$

Hay seis vectores no cero $\mathbf{V_1}$–$\mathbf{V_6}$ y dos vectores cero, $\mathbf{V_0}$ y $\mathbf{V_7}$ como se muestra en la figura 6.26. Definamos un vector de desempeño **U** como la función integral de tiempo de $\mathbf{V_n}$ de tal modo que

$$\mathbf{U} = \int \mathbf{V_n}\, dt + \mathbf{U_0} \tag{6.71}$$

donde $\mathbf{U_0}$ es la condición inicial. De acuerdo con la ecuación (6.71), **U** traza un lugar geométrico hexagonal determinado por la magnitud y el periodo de los vectores de voltaje. Si los voltajes de salida son puramente senoidales entonces el vector de desempeño **U** es

$$\mathbf{U}^* = Me^{j\theta} = Me^{j\omega t} \tag{6.72}$$

donde M es el índice de modulación ($0 < M < 1$) para controlar la amplitud del voltaje de salida y ω es la frecuencia de salida en radianes por segundo. $\mathbf{U}^*$ traza un lugar geométrico circular puro como se muestra en la figura 6.26 mediante un círculo de puntos de radio $M = 1$ y se convierte en el vector de referencia $\mathbf{V_r}$**.** El lugar geométrico **U** se puede controlar seleccionando $\mathbf{V_n}$ y ajustando el ancho de $\mathbf{V_n}$ para que siga el lugar geométrico $\mathbf{U}^*$ con la mayor precisión posible. Este método se conoce como método del lugar geométrico cuasi circular. Los lugares geométricos de **U** y $\mathbf{U}^*$**(=** $\mathbf{V_r}$**)** también se muestran en la figura 6.26.

El desplazamiento angular entre el vector de referencia $\mathbf{V_r}$ y el eje α del marco α–β se obtiene por

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t)\, dt + \theta_o \tag{6.73}$$

Cuando el vector $\mathbf{V_r}$ de referencia (o modulador) pase a través de uno por uno de los sectores, se abrirán o cerrarán diferentes conjuntos de interruptores según el orden en que aparecen los estados de conmutación en la tabla 6.2. El resultado es que cuando $\mathbf{V_r}$ realiza una revolución en el espacio, el voltaje de salida del inversor completa un ciclo. La frecuencia de salida del inversor corresponde a la velocidad de rotación de $\mathbf{V_r}$ y su voltaje de salida se puede ajustar variando la magnitud de $\mathbf{V_r}$.

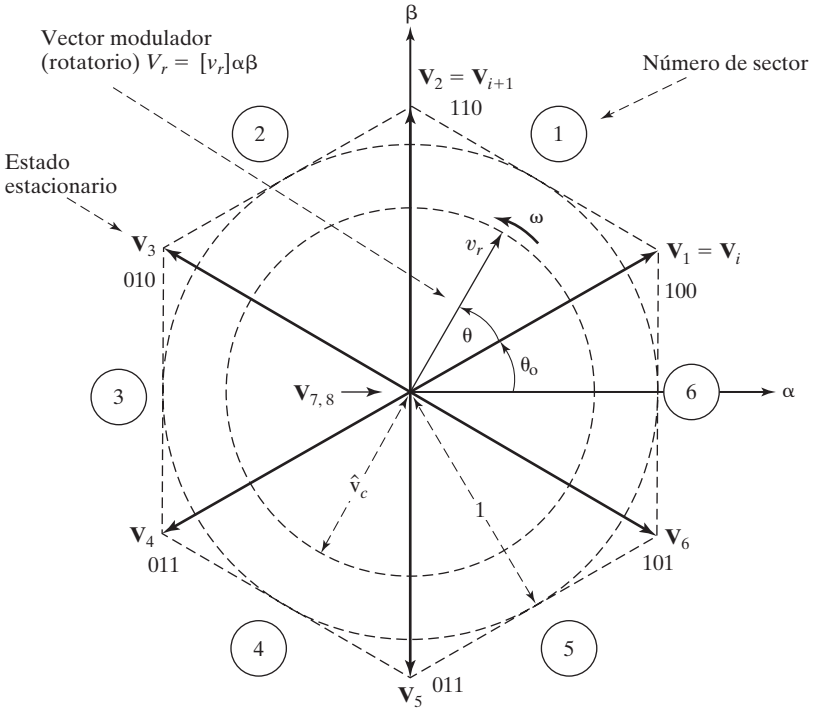


FIGURA 6.26

Representación del vector espacial.

Vectores moduladores de referencia. Utilizando las ecuaciones (6.59) y (6.60), las señales moduladoras de línea de tres fases $[v_r]_{\text{abc}} = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T$ se pueden representar por el vector complejo $\mathbf{U}^* = \mathbf{V_r} = [v_r]_{\alpha\beta} = [v_{r\alpha} v_{r\beta}]^T$ como sigue

$$v_{r\alpha} = \frac{2}{3}[v_{ra} - 0.5(v_{rb} = v_{cr})] \tag{6.74}$$

$$v_{r\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_{rb} - v_{rc}) \tag{6.75}$$

Si las señales moduladoras de línea $[v_r]_{\text{abc}}$ son tres formas de onda senoidales balanceadas con una amplitud de $A_c = 1$ y una frecuencia angular ω, las señales moduladoras resultantes en el marco estacionario α−β $\mathbf{V_c} = [v_r]_{\alpha\beta}$ se convierten en un vector de amplitud fija $MA_c(= M)$ que gira a una frecuencia ω. Éste también se muestra en la figura 6.26 como un círculo de puntos de radio M.

Conmutación por vector espacial. El vector de referencia $\mathbf{V_r}$ en un sector particular se puede sintetizar para producir una magnitud y posición dadas a partir de los tres vectores espaciales estacionarios cercanos. También se generan las señales de control de compuerta para los dispositivos de conmutación en cada sector. El objetivo de la conmutación por

vector espacial es aproximar la señal moduladora de línea senoidal $\mathbf{V_r}$ con los ocho vectores espaciales ($\mathbf{V_n}$, $n = 0, 2, \ldots, 7$). Sin embargo, si la señal moduladora $\mathbf{V_r}$ queda entre los vectores $\mathbf{V_n}$ y $\mathbf{V_{n+1}}$, entonces deben usarse los dos vectores no cero ($\mathbf{V_n}$ y $\mathbf{V_{n+1}}$) y un SV cero ($\mathbf{V_z} = \mathbf{V_0}$ o $\mathbf{V_7}$) para obtener el voltaje de línea de carga máximo y para minimizar la frecuencia de conmutación. Como un ejemplo, se puede realizar un vector de voltaje $\mathbf{V_r}$ en la sección 1 con los vectores $\mathbf{V_1}$ y $\mathbf{V_2}$ y uno de los dos vectores nulos ($\mathbf{V_0}$ o $\mathbf{V_7}$). Es decir, el estado $\mathbf{V_1}$ está activo durante el tiempo T_1, $\mathbf{V_2}$ está activo durante T_2 y uno de los vectores nulos ($\mathbf{V_0}$ o $\mathbf{V_7}$) está activo durante T_z. Para una frecuencia de conmutación lo bastante alta se puede suponer que el vector de referencia $\mathbf{V_r}$ permanece constante durante un periodo de conmutación. Como los vectores $\mathbf{V_1}$ y $\mathbf{V_2}$ son constantes y $\mathbf{V_z} = 0$, podemos igualar el tiempo de volts del vector de referencia a los vectores espaciales como

$$\mathbf{V_r} \times T_s = \mathbf{V_1} \times T_1 + \mathbf{V_2} \times T_2 + \mathbf{V_z} \times T_z \tag{6.76a}$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_z \tag{6.76b}$$

lo cual se define como la SVM. T_1, T_2 y T_z son los tiempos de permanencia de los vectores $\mathbf{V_1}$, $\mathbf{V_2}$ y $\mathbf{V_z}$, respectivamente. La ecuación (6.67) da los vectores espaciales en el sector 1 como

$$\mathbf{V_1} = \frac{2}{3} V_S; \quad \mathbf{V_2} = \frac{2}{3} V_S e^{j\frac{\pi}{3}}; \quad \mathbf{V_z} = 0; \quad \mathbf{V_r} = V_r e^{j\theta} \tag{6.77}$$

donde V_r es la magnitud del vector de referencia y θ es el ángulo de $\mathbf{V_r}$.

Esto se logra utilizando dos vectores espaciales adyacentes con el ciclo de trabajo apropiado [15-18]. El diagrama vectorial se muestra en la figura 6.27.

Sustituyendo la ecuación (6.77) en la ecuación (6.76a) se obtiene

$$T_s V_r e^{j\theta} = T_1 \frac{2}{3} V_S + T_2 \frac{2}{3} V_S e^{j\frac{\pi}{3}} + T_z \times 0$$

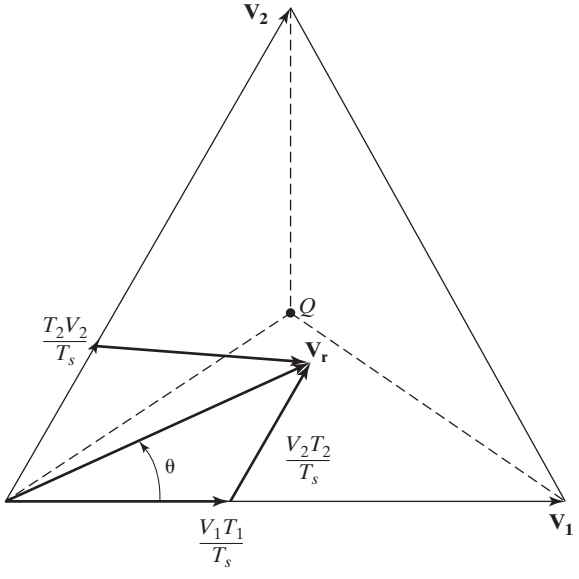


FIGURA 6.27
Determinación de los tiempos de cada estado.

la cual, después de la conversión en coordenadas rectangulares, da la modulación por vector espacial como

$$T_s V_r(\cos\theta + j\,\text{sen}\,\theta) = T_1 \frac{2}{3} V_S + T_2 \frac{2}{3} V_s\left(\cos\frac{\pi}{3} + j\text{sen}\,\frac{\pi}{3}\right) + T_z \times 0$$

Igualando las partes reales e imaginarias en ambos lados, obtenemos

$$T_s V_r \cos\theta = T_1 \frac{2}{3} V_S + T_2 \frac{2}{3} V_S \cos\frac{\pi}{3} + T_z \times 0 \tag{6.78a}$$

$$jT_s V_r\,\text{sen}\,\theta = jT_2 \frac{2}{3} V_S\,\text{sen}\,\frac{\pi}{3} \tag{6.78b}$$

Despejando T_1, T_2 y T_z en el sector 1 ($0 \le \theta \le \pi/3$), obtenemos

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}\,T_s V_r}{V_S}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \tag{6.79a}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}\,T_s V_r}{V_S}\,\text{sen}(\theta) \tag{6.79b}$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 \tag{6.79c}$$

Si el vector de referencia $\mathbf{V_r}$ queda en medio de los vectores $\mathbf{V_1}$ y $\mathbf{V_2}$ de modo que $\theta = \pi/6$, el tiempo de permanencia es $T_1 = T_2$. Si $\mathbf{V_r}$ está más cerca de $\mathbf{V_2}$, el tiempo de permanencia es $T_2 > T_1$. Si $\mathbf{V_r}$ está alineado en la dirección del punto central, el tiempo de permanencia es $T_1 = T_2 = T_z$. La relación entre los tiempos de permanencia y el ángulo θ se muestra en la tabla 6.3.

Las mismas reglas que se aplicaron en la ecuación (6.79) se pueden aplicar para calcular los tiempos de permanencia de los vectores en los sectores 2 a 6 si se utiliza un θ_k modificado para el sector k-ésimo en lugar del θ que se utilizó en los cálculos.

$$\theta_k = \theta - (k - 1)\frac{\pi}{3} \quad \text{para } 0 \le \theta_k \le \pi/3 \tag{6.80}$$

En las derivaciones se supone que el inversor funciona a una frecuencia constante y que permanece constante.

Índice de modulación. La ecuación (6.79) se puede expresar en función del índice de modulación M como sigue:

$$T_1 = T_s M\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \tag{6.81a}$$

$$T_2 = T_s M\,\text{sen}(\theta) \tag{6.81b}$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 \tag{6.81c}$$

TABLA 6.3 Relación entre los tiempos de permanencia y el ángulo θ del vector espacial en el sector 1

Ángulo	$\theta = 0$	$0 \le \theta \le \pi/6$	$\theta = \pi/6$	$0 \le \theta \le \pi/3$	$\theta = \pi/3$
Tiempo de permanencia T_1	$T_1 > 0$	$T_1 > T_2$	$T_1 = T_2$	$T_1 < T_2$	$T_1 = 0$
Tiempo de permanencia T_2	$T_2 = 0$	$T_2 < T_1$	$T_1 = T_2$	$T_2 > T_1$	$T_2 > 0$

donde M está dado por

$$M = \frac{\sqrt{3}\,V_r}{V_S} \tag{6.82}$$

Sea V_{a1} igual al valor rms del componente fundamental del voltaje de fase (fase a) de salida. V_r, que es el valor de referencia pico, está relacionado con V_{a1} por

$$V_r = \sqrt{2}V_{a1}$$

la cual, después de sustituir en la ecuación (6.82), da M como

$$M = \frac{\sqrt{3}\,V_r}{V_S} = \frac{\sqrt{6}\,V_{a1}}{V_S} \tag{6.83}$$

donde se aprecia que el voltaje rms de salida V_{a1} es proporcional al índice de modulación M. Dado que el hexágono de la figura 6.26 está formado por seis vectores estacionarios que tienen una longitud de $2V_S/3$, el valor máximo del vector de referencia está dado por

$$V_{r(\text{máx})} = \frac{2}{3}V_S \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_S}{\sqrt{3}} \tag{6.84}$$

Sustituyendo $V_{r(\text{máx})}$ en la ecuación (6.82) se obtiene el índice máximo de modulación $M_{\text{máx}}$ como

$$M_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{3}}{V_S} \times \frac{V_S}{\sqrt{3}} = 1 \tag{6.85}$$

la cual da el rango del índice de modulación para SVM como

$$0 \leq M_{\text{máx}} \leq 1 \tag{6.86}$$

Secuencia de SV. La secuencia de SV debe asegurarse de que los voltajes de línea de carga tengan simetría de cuarto de onda para reducir los armónicos impares en sus espectros. Para reducir la frecuencia de conmutación también es necesario acomodar la secuencia de conmutación de modo que la transición de una a la siguiente se realice conmutando sólo una rama del inversor a la vez. Es decir, se activa una y se desactiva la otra. La transición de un sector en el diagrama vectorial espacial al siguiente no requiere conmutación o si acaso una cantidad mínima de conmutaciones. Aunque no hay un método sistemático para generar una secuencia de SV, la secuencia $\mathbf{V_z, V_n, V_{n+1}\, V_z}$ satisface estas condiciones (donde $\mathbf{V_z}$ se selecciona alternadamente entre $\mathbf{V_0}$ y $\mathbf{V_7}$). Si, por ejemplo, el vector de referencia queda en la sección 1, la secuencia de conmutación es $\mathbf{V_0, V_1, V_2, V_7, V_2, V_1, V_0}$. El intervalo de tiempo T_z ($= T_0 = T_7$) se puede dividir y distribuir al principio y al final del periodo de muestreo, T_s. La figura 6.28 muestra tanto la secuencia como los segmentos de los voltajes de salida trifásicos durante dos periodos de muestreo. Por lo general, los intervalos de tiempo de los vectores nulos están distribuidos equidistantes entre sí, como se muestra en la figura 6.28, con $T_z/2$ al principio y $T_z/2$ al final.

El patrón de SVM en la figura 6.28 tiene las siguientes características:

1. El patrón en la figura 6.28 tiene una simetría de cuarto de onda.
2. Los tiempos de permanencia en los siete segmentos se suman al periodo de muestreo ($T_s = T_1 + T_2 + T_z$) o a un múltiplo de T_s.

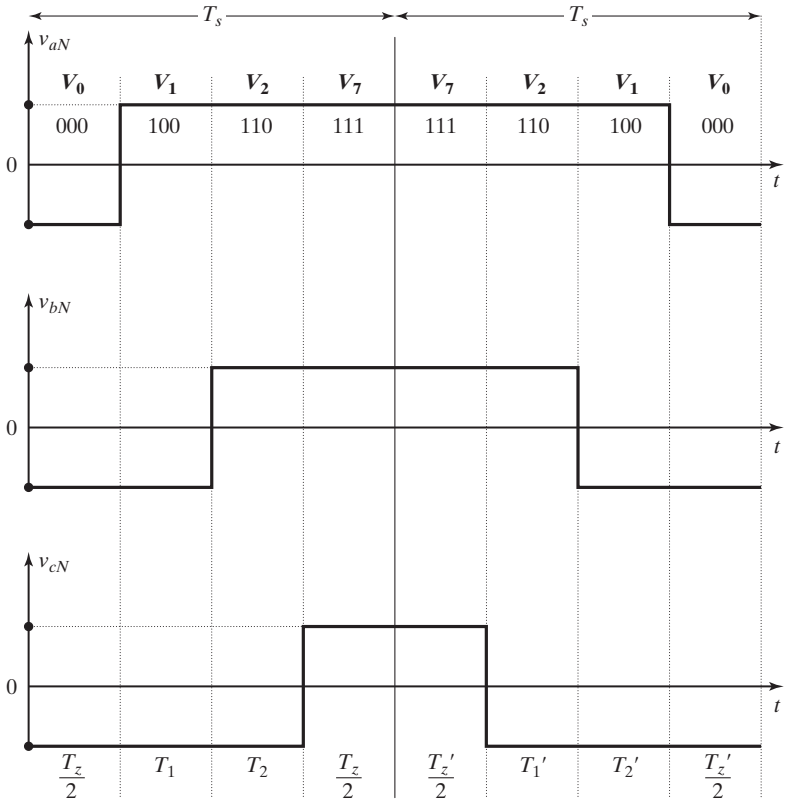


FIGURA 6.28
Patrón de la SVM.

3. La transición del estado (000) al estado (100) implica sólo dos interruptores y se logra activando Q_1 y desactivando Q_4.
4. El estado de conmutación (111) se selecciona para el segmento $T_z/2$ en el centro para reducir el número de conmutaciones por periodo de muestreo. El estado de conmutación (000) se selecciona para los segmentos $T_z/2$ en ambos lados.
5. Cada uno de los interruptores del inversor se activa y desactiva una vez por periodo de muestreo. Por tanto, la frecuencia de conmutación f_{sw} de los dispositivos es igual a la frecuencia de muestreo $f_s = 1/T_s$ o a su múltiplo.
6. El patrón de una forma de onda como se muestra en la figura 6.28 se puede producir durante nT_s que es un múltiplo (n) o una fracción ($1/n$) del periodo de muestreo T_s multiplicando por o dividiendo entre n los tiempos de permanencia. Es decir, si multiplicamos por 2, los segmentos abarcarán dos periodos de muestreo.

Los voltajes instantáneos de fase se pueden calcular promediando el tiempo de los SV durante un periodo de conmutación para el sector 1 como sigue

$$v_{aN} = \frac{V_s}{2T_s}\left(\frac{-T_z}{2} + T_1 + T_2 + \frac{T_z}{2}\right) = \frac{V_s}{2}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \tag{6.87a}$$

$$v_{bN} = \frac{V_s}{2T_s}\left(\frac{-T_z}{2} - T_1 + T_2 + \frac{T_z}{2}\right) = V_s\frac{\sqrt{3}}{2}\,\text{sen}\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \tag{6.87b}$$

$$v_{cN} = \frac{V_s}{T_s}\left(\frac{-T_z}{2} - T_1 - T_2 + \frac{T_z}{2}\right) = -V_{aN} \tag{6.87c}$$

Para minimizar los armónicos no característicos en la modulación por SV, la frecuencia de muestreo normalizada f_{sn} debe ser un múltiplo entero de 6; es decir, $T \geq 6nT_s$ para $n = 1, 2, 3, \ldots$ Esto se debe a que los seis vectores se deben usar equitativamente en un periodo para producir voltajes de salida de línea simétricos. Como un ejemplo, la figura 6.29 muestra formas de onda típicas de una modulación por SV para $f_{sn} = 18$ y $M = 0.8$.

Sobremodulación. En la sobremodulación el vector de referencia sigue una trayectoria circular que extiende los límites del hexágono [19]. Las partes del círculo dentro del hexágono utilizan las mismas ecuaciones de la SVM para determinar los tiempos de los

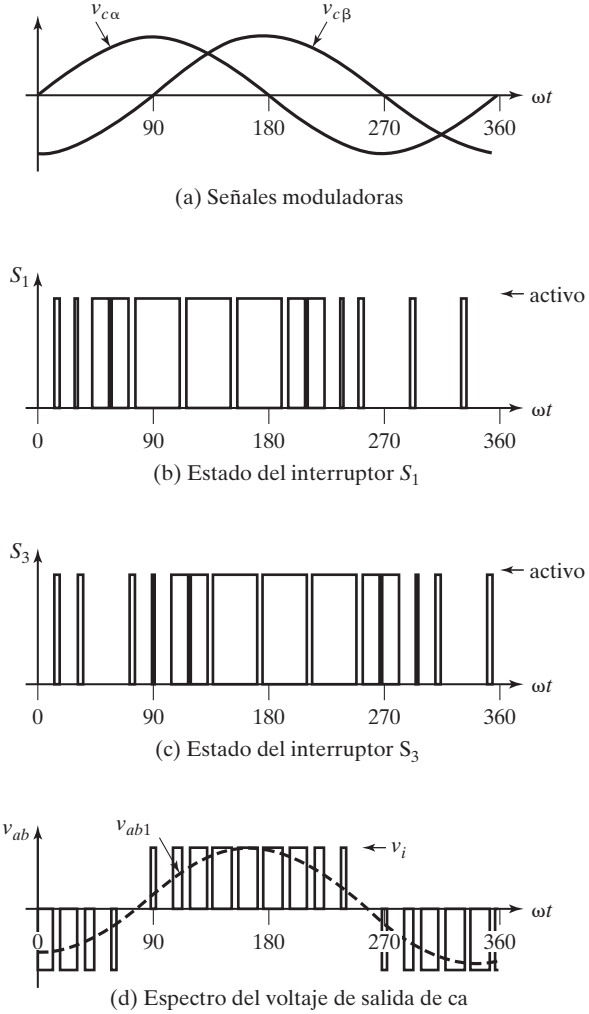


FIGURA 6.29

Formas de onda trifásicas para modulación por vector espacial ($M = 0.8, f_{sn} = 18$).

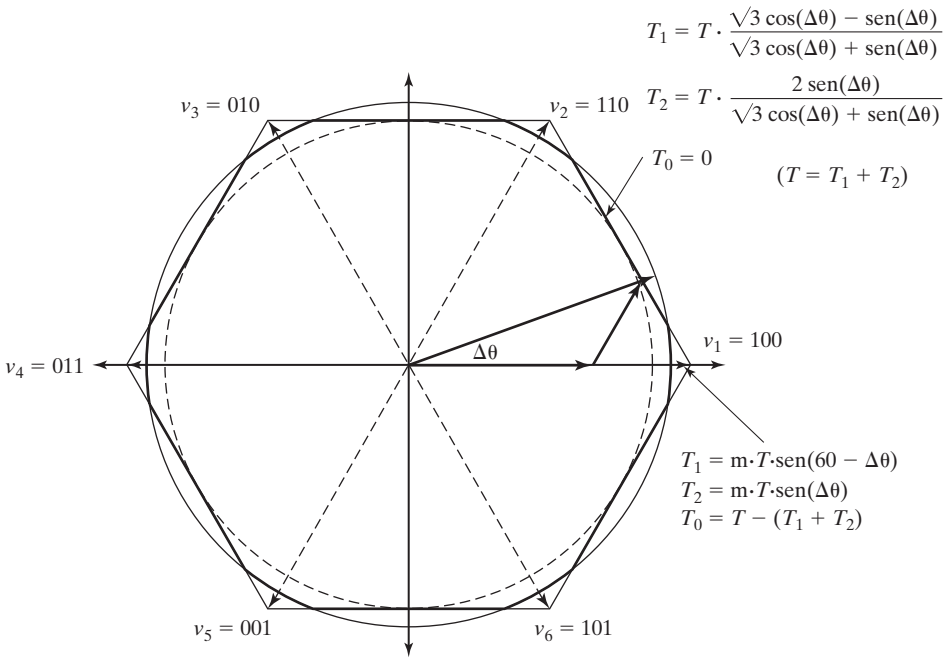

$T_1 = T \cdot \frac{\sqrt{3}\cos(\Delta\theta) - \text{sen}(\Delta\theta)}{\sqrt{3}\cos(\Delta\theta) + \text{sen}(\Delta\theta)}$
$T_2 = T \cdot \frac{2\,\text{sen}(\Delta\theta)}{\sqrt{3}\cos(\Delta\theta) + \text{sen}(\Delta\theta)}$
$(T = T_1 + T_2)$
$v_3 = 010$
$v_2 = 110$
$T_0 = 0$
$v_1 = 100$
$\Delta\theta$
$v_4 = 011$
$T_1 = \text{m}\cdot T\cdot\text{sen}(60 - \Delta\theta)$
$T_2 = \text{m}\cdot T\cdot\text{sen}(\Delta\theta)$
$T_0 = T - (T_1 + T_2)$
$v_5 = 001$
$v_6 = 101$

FIGURA 6.30

Sobremodulación. [Ref. 20, R. Valentine].

estados T_n, T_{n+1} y T_z en la ecuación (6.81). Sin embargo, las partes del círculo afuera del hexágono están limitadas por las fronteras del hexágono, como se muestra en la figura 6.30, y los estados de tiempo correspondientes. T_n y T_{n+1} se calcula a partir de [20]:

$$T_n = T_s \frac{\sqrt{3}\cos(\theta) - \text{sen}(\theta)}{\sqrt{3}\cos(\theta) + \text{sen}(\theta)} \tag{6.88a}$$

$$T_{n+1} = T_s \frac{2\text{sen}(\theta)}{\sqrt{3}\cos(\theta) + \text{sen}(\theta)} \tag{6.88b}$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 = 0 \tag{6.88c}$$

El índice máximo de modulación M para SVM es $M_{\text{máx}} = 2/\sqrt{3}$. Para $0 < M \leq 1$, el inversor funciona en la SVM normal, y para $M \geq 2/\sqrt{3}$, el inversor funciona por completo en el modo de salida de seis pasos. El funcionamiento de seis pasos conmuta el inversor a los seis vectores que se muestran en la tabla 6.2, y de este modo se minimiza el número de conmutación en una vez. Para $1 < m < 2/\sqrt{3}$, el inversor funciona en sobremodulación, lo cual normalmente se utiliza como paso de transición de las técnicas de SVM a un funcionamiento de seis pasos. Aunque la sobremodulación permite utilizar más el voltaje de entrada de cd que las técnicas SVM estándar, produce voltajes de salida no senoidales con un alto grado de distorsión, en especial a una baja frecuencia de salida.

TABLA 6.4 Segmentos de conmutación en todos los sectores de SVM

Sector	Segmento	1	2	3	4	5	6	7
1	**Estado**	$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_1}$	$\mathbf{V_2}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_2}$	$\mathbf{V_1}$	$\mathbf{V_0}$
	del vector	000	100	110	111	110	100	000
2	**Estado**	$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_3}$	$\mathbf{V_2}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_2}$	$\mathbf{V_3}$	$\mathbf{V_0}$
	del vector	000	010	110	111	110	010	000
3	**Estado**	$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_3}$	$\mathbf{V_4}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_4}$	$\mathbf{V_3}$	$\mathbf{V_0}$
	del vector	000	010	011	111	011	010	000
4	**Estado**	$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_5}$	$\mathbf{V_4}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_4}$	$\mathbf{V_5}$	$\mathbf{V_0}$
	del vector	000	001	011	111	011	001	000
5	**Estado**	$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_5}$	$\mathbf{V_6}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_6}$	$\mathbf{V_5}$	$\mathbf{V_0}$
	del vector	000	001	101	111	101	001	000
6	**Estado**	$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_1}$	$\mathbf{V_6}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_6}$	$\mathbf{V_1}$	$\mathbf{V_0}$
	del vector	000	100	101	111	101	100	000

Implementación de la SVM. La figura 6.28 muestra la secuencia de conmutación sólo para el sector 1. La práctica requiere la secuencia de conmutación para los seis segmentos como aparecen en la tabla 6.4. La figura 6.31 muestra el diagrama de bloques de la implementación del algoritmo de SVM. La implementación implica los siguientes pasos:

1. Transformación de las señales de referencia trifásicas a señales bifásicas mediante la transformación de a−b−c a la transformación α−β en dos componentes $v_{r\alpha}$ y $v_{r\beta}$ (ecuaciones 6.74 y 6.75).
2. Determine la magnitud V_r y el ángulo θ del vector de referencia.

$$V_r = \sqrt{v_{r\alpha}^2 + v_{r\beta}^2} \tag{6.89a}$$

$$\theta = \tan^{-1}\frac{v_{r\beta}}{v_{r\alpha}} \tag{6.89b}$$

3. Calcule el ángulo θ_k del sector con la ecuación (6.80).
4. Calcule el índice de modulación M con la ecuación (6.82).

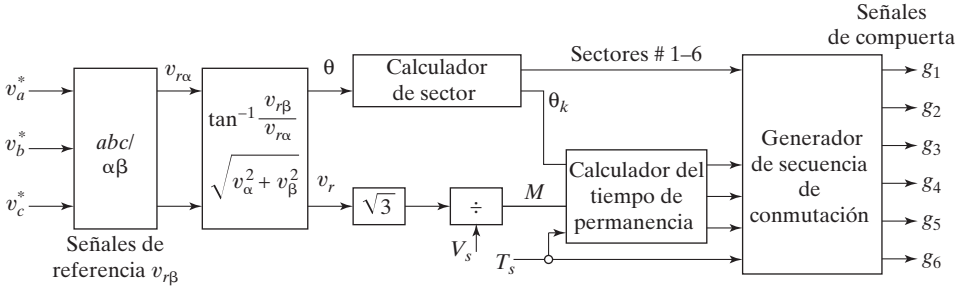


FIGURA 6.31

Diagrama de bloques para la implementación digital del algoritmo de SVM.

TABLA 6.5 Resumen de técnicas de modulación

Tipo de modulación	Voltaje de fase normalizado, V_P/V_S	Voltaje de línea normalizado, V_L/V_S	Forma de onda de salida
PWM senoidal	0.5	$0.5 \times \sqrt{3} = 0.8666$	Senoidal
PWM de 60°	$1/\sqrt{3} = 0.57735$	1	Senoidal
PWM de terceros armónicos	$1/\sqrt{3} = 0.57735$	1	Senoidal
SVM	$1/\sqrt{3} = 0.57735$	1	Senoidal
Sobremodulación	Mayor que el valor para $M = 1$	Mayor que el valor para $M = 1$	No senoidal
Seis pasos	$\sqrt{2/3} = 0.4714$	$\sqrt{(2/3)} = 0.81645$	No senoidal

5. Calcule los tiempos de permanencia T_1, T_2 y T_z para la ecuación (6.81).
6. Determine las señales de control de compuerta y su secuencia de acuerdo con la tabla 6.4.

6.7.5 Comparación de las técnicas de PWM

Para crear las formas de onda de ca de voltaje y frecuencia variables se puede utilizar cualquier esquema de modulación. La PWM senoidal compara una portadora triangular de alta frecuencia con tres señales de referencia senoidales, conocidas como señales moduladoras, para generar las señales de control de compuerta para los interruptores del inversor. Básicamente es una técnica de dominio analógico y en general se utiliza para convertir potencia con implementación tanto analógica como digital. Debido a la cancelación de los terceros armónicos y a la mejor utilización de la fuente de cd, se prefiere la PWM de terceros armónicos en aplicaciones trifásicas. A diferencia de las técnicas de PWM senoidal y de terceros armónicos, el método de SV no considera cada uno de los tres voltajes moduladores como una identidad distinta. Los tres voltajes se toman en cuenta al mismo tiempo dentro de un marco de referencia bidimensional (plano $\alpha-\beta$) y el vector de referencia complejo se procesa como una sola unidad. La SVM ofrece las ventajas de menos armónicos y un alto índice de modulación además de las características de una implementación digital completa con un solo microprocesador. Por su flexibilidad de manipulación, la SVM tiene cada vez más aplicaciones en convertidores de potencia y controles de motor. La tabla 6.5 resume los diferentes tipos de esquemas de modulación para inversores trifásicos con $M = 1$.

Puntos clave de la sección 6.7 Las técnicas de modulación senoidal, de inyección de armónicos y SVM se suelen utilizar para inversores trifásicos. Por la flexibilidad de manipulación e implementación digital, la SVM tiene cada vez más aplicaciones en convertidores de potencia y control de motores.

6.8 REDUCCIONES ARMÓNICAS

En las secciones 6.6 y 6.7 observamos que el control del voltaje de salida de los inversores requiere variar tanto el número de pulsos por medio ciclo como los anchos generados por las técnicas de modulación. El voltaje de salida contiene armónicos pares dentro de un espectro de frecuencia. Algunas aplicaciones requieren un voltaje de salida fijo o variable, ya que ciertos armónicos son indeseables porque reducen determinados efectos como el par motor armónico y calentamiento en motores, interferencias, y oscilaciones.

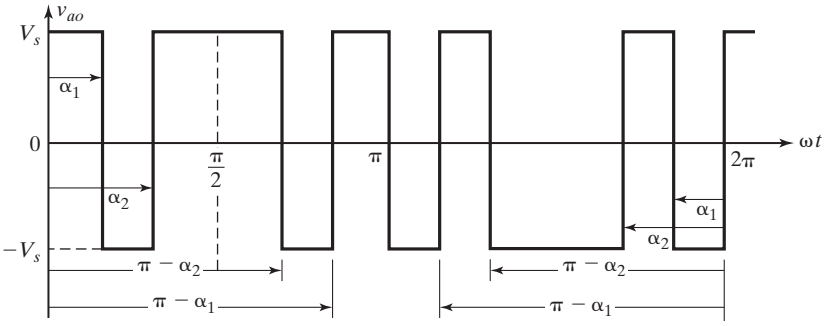


FIGURA 6.32

Voltaje de salida con dos muescas bipolares por media onda.

Desplazamiento de fase. La ecuación (6.45) indica que el *n*-ésimo armónico se puede eliminar con la selección apropiada del ángulo de desplazamiento α si

$$\cos n\alpha = 0$$

o

$$\alpha = \frac{90°}{n} \tag{6.90}$$

y el tercer armónico se elimina si $\alpha = 90/3 = 30°$.

Muescas de voltaje de salida bipolares. Se puede eliminar un par de armónicos indeseables en la salida de los inversores monofásicos con la introducción de un par de *muescas* de voltaje bipolares simétricamente colocadas [21] como se muestra en la figura 6.32.

La serie de Fourier del voltaje de salida se puede expresar como

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \operatorname{sen} n\omega t \tag{6.91}$$

donde

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{4V_s}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1} \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{4V_s}{\pi}\frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n} \end{aligned} \tag{6.92}$$

La ecuación (6.92) se puede ampliar a *m* muescas por cuarto de onda

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}\left(1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4 - \cdots\right) \tag{6.93}$$

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{m}(-1)^k \cos(n\alpha_k)\right] \qquad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \tag{6.94}$$

donde $\alpha_1 < \alpha_2 < \ldots < \alpha_k < \frac{\pi}{2}$.

El tercero y quinto armónicos se eliminarían si $B_3 = B_5 = 0$ y la ecuación (6.92) da las ecuaciones necesarias a despejar

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \quad \text{o} \quad \alpha_2 = \frac{1}{3}\cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0.5)$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \quad \text{o} \quad \alpha_1 = \frac{1}{5}\cos^{-1}(\cos 5\alpha_2 + 0.5)$$

Este ecuaciones se pueden despejar iterativamente suponiendo que $\alpha_1 = 0$ y repitiendo los cálculos para α_1 y α_2. El resultado es $\alpha_1 = 23.62°$ y $\alpha_2 = 33.3°$.

Muescas de voltaje de salida unipolar. Con muescas de voltaje unipolar como se muestra en la figura 6.33, el coeficiente B_n está dado por

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{4V_s}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1} \text{sen } n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \text{sen } n\omega t\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{4V_s}{\pi}\frac{1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2}{n} \end{aligned} \tag{6.95}$$

La ecuación (6.95) se puede ampliar a m muescas por cuarto de onda como

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}\left[1 + \sum_{k=1}^{m}(-1)^k \cos(n\alpha_k)\right] \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \tag{6.96}$$

donde $\alpha_1 < \alpha_2 < \ldots < \alpha_k < \dfrac{\pi}{2}$.

El tercero y quinto armónicos se eliminarían si

$$1 - \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0$$

$$1 - \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0$$

Despejando estas ecuaciones mediante iteraciones con un programa Mathcad, obtenemos $\alpha_1 = 17.83°$ y $\alpha_2 = 37.97°$.

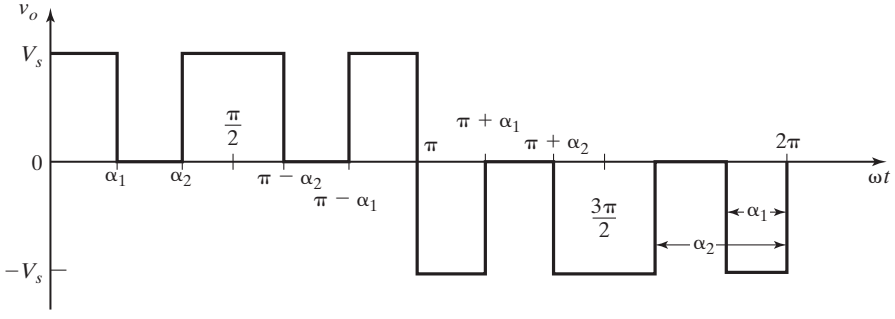


FIGURA 6.33

Voltaje de salida unipolar con dos muescas por medio ciclo.

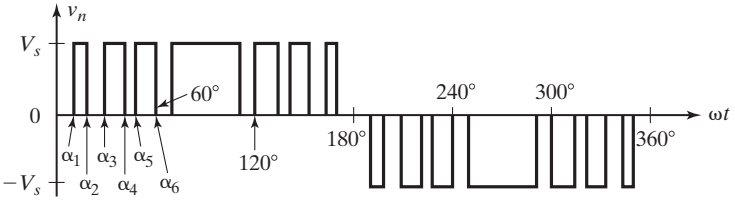


FIGURA 6.34

Voltaje de salida para modulación por ancho de pulso senoidal modificada.

Modulación de 60°. El coeficiente B_n se determina como sigue

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}\left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) + \int_{\alpha_5}^{\alpha_6} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t) + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \operatorname{sen}(n\omega t)\, d(\omega t)\right]$$

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi}\left[\frac{1}{2} - \sum_{k=1}^{m}(-1)^k \cos(n\alpha_k)\right] \quad \text{para } n = 1,3,5,\ldots \tag{6.97}$$

Las técnicas de PWM senoidal modificada se pueden aplicar para generar las muescas que eliminarían ciertos armónicos de forma efectiva en el voltaje de salida como se muestra en la figura 6.34.

Conexiones con transformador. Los voltajes de salida de dos o más inversores se pueden conectar en serie con un transformador para reducir o eliminar ciertos armónicos indeseables. La configuración para combinar dos voltajes de salida de un inversor se muestra en la figura 6.35a. Las formas de onda de la salida de cada inversor y el voltaje de salida resultante se muestran en la figura 6.35b. El segundo inversor tiene un desplazamiento de fase de $\pi/3$.

En la ecuación (6.6), la salida del primer inversor se puede expresar como

$$v_{o1} = A_1 \operatorname{sen} \omega t + A_3 \operatorname{sen} 3\omega t + A_5 \operatorname{sen} 5\omega t + \cdots$$

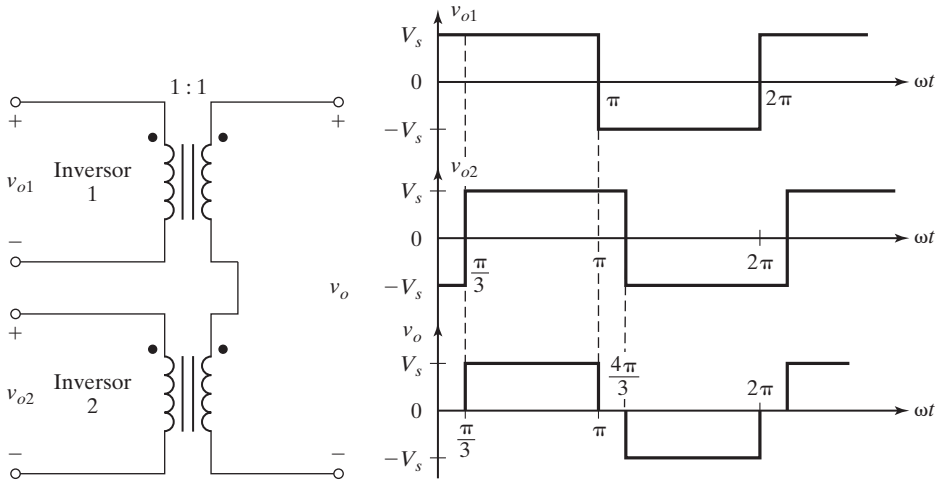
Como la salida del segundo inversor, v_{o2}, está retrasada por $\pi/3$,

$$v_{o2} = A_1 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + A_3 \operatorname{sen} 3\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + A_5 \operatorname{sen} 5\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \cdots$$

El voltaje resultante, v_o, se obtiene por suma vectorial.

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = \sqrt{3}\left[A_1 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + A_s \operatorname{sen} 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \cdots\right]$$

Por consiguiente, un desplazamiento de fase de $\pi/3$ y la combinación de los voltajes con la conexión de un trasformador eliminarían los terceros armónicos (y todos los armónicos múltiplos impares del tercer armónico). Observemos que el componente fundamental resultante no es



(a) Circuito (b) Formas de onda

FIGURA 6.35

Eliminación de armónicos mediante una conexión con trasformador.

dos veces el voltaje individual, sino que es $\sqrt{3}/2(=0.866)$ veces el de los voltajes de salida individuales y la salida efectiva se ha reducido mediante $(1 - 0.866 =)$ 13.4%.

Las técnicas de eliminación armónica, las cuales son adecuadas sólo para voltaje fijo, aumentan el orden de los armónicos y reducen los tamaños del filtro de salida. Sin embargo, esta ventaja se debe valorar en función de las pérdidas por conmutación incrementada de los dispositivos de potencia y el hierro aumentado (o pérdidas magnéticas) en el transformador por frecuencias armónicas más altas.

Ejemplo 6.6 Cómo determinar el número de muescas y sus ángulos

Un inversor monofásico de onda completa utiliza múltiples muescas para producir voltaje bipolar como se muestra en la figura 6.32, y se requiere eliminar los armónicos quinto, séptimo, undécimo y decimotercero de la onda de salida. Determine el número de muescas y sus ángulos.

Solución

Para eliminar el quinto, séptimo, undécimo y decimotercer armónicos, $A_5 = A_7 = A_{11} = A_{13} = 0$; es decir, $m = 4$. Se requerirían cuatro muescas por cuarto de onda. La ecuación (6.93) da el siguiente conjunto de ecuaciones simultáneas no lineales para despejar los ángulos.

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4 = 0$$
$$1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4 = 0$$
$$1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4 = 0$$
$$1 - 2\cos 13\alpha_1 + 2\cos 13\alpha_2 - 2\cos 13\alpha_3 + 2\cos 13\alpha_4 = 0$$

La solución de estas ecuaciones por iteración con el programa Mathcad da por resultado

$$\alpha_1 = 10.55° \qquad \alpha_2 = 16.09° \qquad \alpha_3 = 30.91° \qquad \alpha_4 = 32.87°$$

Nota: no siempre es necesario eliminar el tercer armónico (ni los armónicos múltiplos impares del tercer armónico), que normalmente no está presente en conexiones trifásicas. Por consiguiente, en inversores trifásicos, es preferible eliminar el quinto, séptimo y undécimo armónicos de los voltajes de salida, de modo que el LOH sea el decimotercero.

Puntos clave de la sección 6.8

- Se pueden seleccionar con anticipación los ángulos de conmutación de los inversores para eliminar ciertos armónicos en los voltajes de salida.
- La técnica de eliminación de armónicos que son adecuadas sólo para voltajes de salida fijos incrementan el orden de los armónicos y reducen los tamaños de filtros de salida.

6.9 INVERSORES CON FUENTE DE CORRIENTE

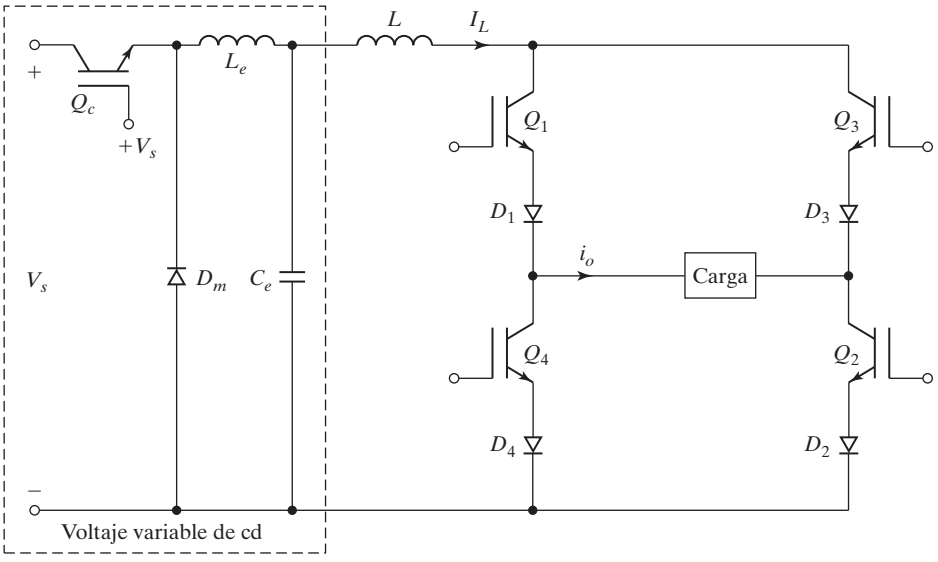
En las secciones anteriores vimos que los inversores se alimentan de una fuente de voltaje y se hace que la corriente de carga fluctúe de positiva a negativa, y viceversa. Para hacer frente a las cargas inductivas se requieren interruptores de potencia con diodos de conducción libre, en tanto que en un inversor con fuente de corriente (CSI), la entrada se comporta como una fuente de corriente. La corriente de salida se mantiene constante independientemente de la carga en el inversor y se hace que el voltaje de salida cambie. En la figura 6.36a se muestra el diagrama del circuito de un inversor monofásico transistorizado. Ya que debe haber un flujo continuo de corriente desde la fuente, dos interruptores siempre deben conducir −uno desde los interruptores superiores y el otro desde los inferiores. La secuencia de conducción es 12, 23, 34, y 41 como se muestra en la figura 6.36b. La tabla 6.6 muestra los estados de conmutación. Los transistores Q_1, Q_4 de la figura 6.36a actúan como dispositivos de conmutación S_1 y S_4, respectivamente. Si dos interruptores, uno superior y uno inferior, conducen al mismo tiempo de modo que la corriente de salida sea $\pm I_L$, el estado de conmutación es 1; mientras estos interruptores estén cerrados al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0. La figura 6.36c muestra la forma de onda de la corriente de salida. Los diodos en serie con los transistores se requieren para bloquear los voltajes inversos en los transistores.

Cuando dos dispositivos en diferentes ramas conducen, la corriente de la fuente I_L fluye a través de la carga. Cuando dos dispositivos en la misma rama conducen, la corriente de fuente se desvía de la carga. El diseño de la fuente de corriente es similar al del ejemplo 5.10. La serie de Fourier de la corriente de carga se expresa como

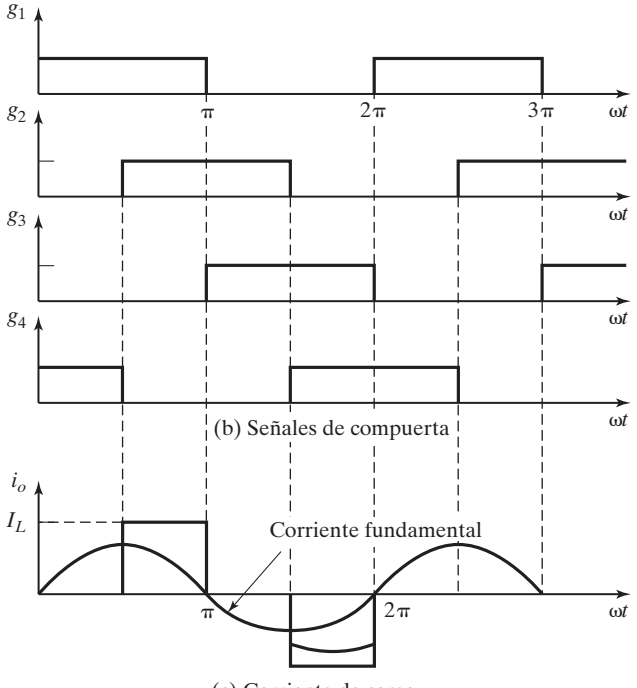
$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4I_L}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \operatorname{sen} n(\omega t) \tag{6.98}$$

TABLA 6.6 Estados de conmutación para un inversor monofásico de puente completo con fuente de corriente (CSI)

Estado	Estado núm.	Estado de conmutación $S_1S_2S_3S_4$	i_o	Componentes que conducen
S_1 y S_2 están abiertos y S_4 y S_3 están cerrados	1	1100	I_L	S_1 y S_2 D_1 y D_2
S_3 y S_4 están abiertos y S_1 y S_2 están cerrados	2	0011	$-I_L$	S_3 y S_4 D_3 y D_4
S_1 y S_4 están abiertos y S_3 y S_3 están cerrados	3	1001	0	S_1 y S_4 D_1 y D_4
S_3 y S_2 están abiertos y S_1 y S_4 están cerrados	4	0110	0	S_3 y S_2 D_3 y D_2



(a) CSI transistorizado



(b) Señales de compuerta

(c) Corriente de carga

FIGURA 6.36

Fuente de corriente monofásica.

La figura 6.37a muestra el diagrama del circuito de un inversor trifásico con fuente de corriente. La figura 6.37b muestra las formas de onda de las señales de control de compuerta y las corrientes de línea para una carga conectada en Y. En todo momento, sólo dos tiristores conducen al mismo tiempo y cada dispositivo conduce durante 120°. Según la ecuación (6.20a), la corriente instantánea de la fase *a* de una carga conectada en Y se puede expresar como

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{4I_L}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \operatorname{sen} n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{6.99}$$

Según la ecuación (6.25a), la corriente instantánea de fase para una carga conectada en delta está dada por

$$i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_L}{\sqrt{3}n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \operatorname{sen}(n\omega t) \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \tag{6.100}$$

Las técnicas PWM, SPWM, MSPWM, MSPWN o SVM se puedne aplicar para variar la corriente de carga y para mejorar la calidad de su forma de onda.

El inversor con fuente de corriente es el dual de un VSI. En un VSI el voltaje de línea a línea es similar en cuanto a forma a la corriente de línea de un CSI. Las ventajas del CSI son (1) como la corriente de cd de entrada se controla y limita, el disparo fallido de los dispositivos de conmutación, o cortocircuito, no serían problemas graves; (2) la corriente pico de los dispositivos de potencia está limitada; (3) los circuitos de conmutación de tiristores son más simples, y (4) tiene la capacidad de manejar una carta reactiva o regenerativa sin diodos de conducción libre.

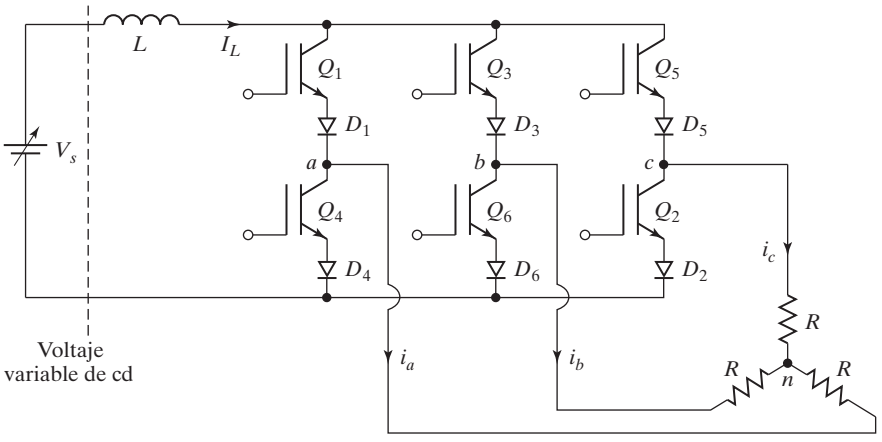
Un CSI requiere un reactor relativamente grande para exhibir características de fuente de corriente y una etapa convertidora extra para controlar la corriente. La respuesta dinámica es más lenta. Por la transferencia de corriente de un par de interruptores a otro, se requiere un filtro de salida para suprimir los picos de voltaje de salida.

Puntos clave de la sección 6.9

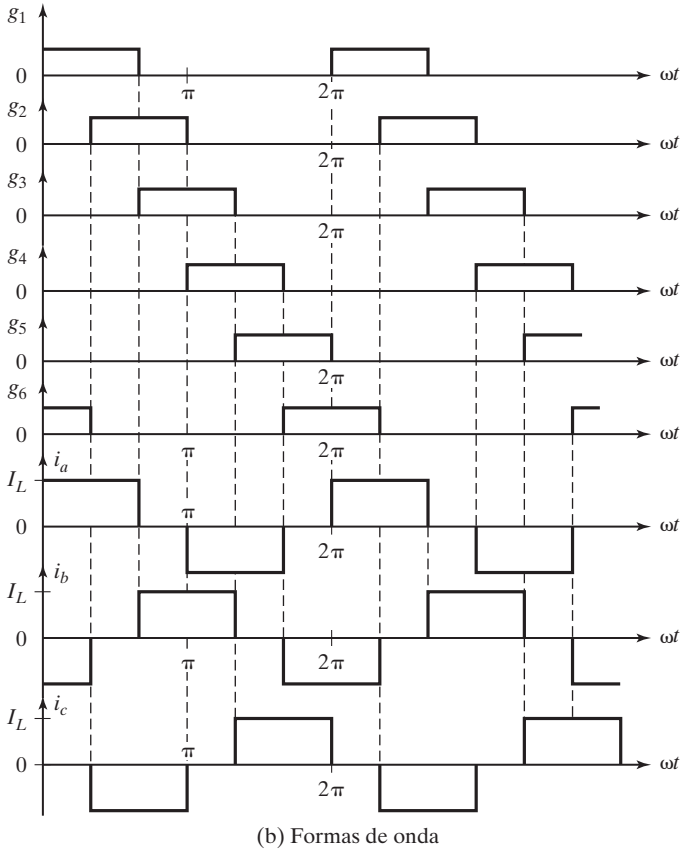
- Un CSI es un dual del VSI. En un VSI, la corriente de carga depende de la impedancia de la carga, mientras que el voltaje de carga en un CSI depende de la impedancia de la carga. Por esa razón los diodos se conectan en serie con los dispositivos de conmutación para protegerlos de voltajes transitorios debido a la conmutación de la corriente de carga.

6.10 INVERSOR DE ENLACE DE CD VARIABLE

El voltaje de salida de un inversor se puede controlar variando el índice de modulación (o anchos de pulsos) y manteniendo constante el voltaje de entrada de cd; sin embargo, en este tipo de control de voltaje, en el voltaje de salida estaría presente un rango de armónicos. Los anchos de pulso se pueden mantener fijos para eliminar o reducir ciertos armónicos y el voltaje de salida se puede controlar variando el nivel del voltaje de entrada de cd. Tal disposición como se muestra en la figura 6.38 se conoce como *inversor de enlace de cd variable*. Esta disposición requiere una etapa convertidora adicional; y si es un convertidor, la potencia no se puede retroalimentar a la fuente de cd. Para obtener la calidad y armónicos



(a) Circuito



(b) Formas de onda

FIGURA 6.37

Inversor transistorizado con fuente de corriente trifásica.

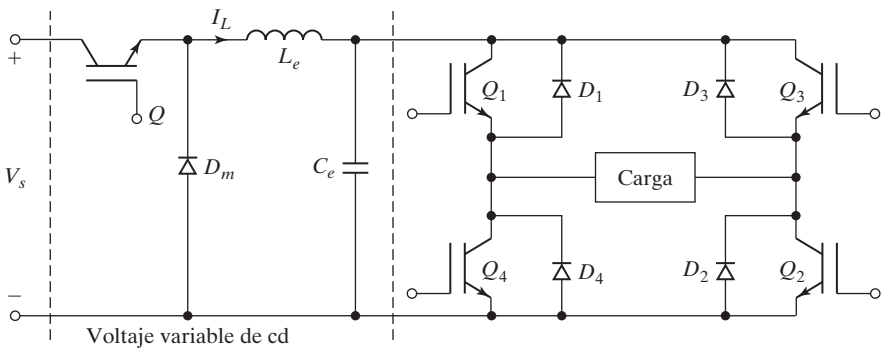


FIGURA 6.38
Inversor de enlace de cd variable.

deseados del voltaje de salida, la forma del voltaje de salida se puede predeterminar, como se muestra en la figura 6.1b o en la figura 6.36. Se hace variar la fuente de cd para que produzca una salida de ca variable.

6.11 INVERSOR ELEVADOR

El VSI monofásico de la figura 6.3a utiliza la topología de reductor, la cual tiene la característica de que el voltaje promedio de salida siempre es más bajo que el voltaje de cd de entrada. Por consiguiente, si se necesita un voltaje de salida más alto que el de entrada, se debe usar un convertidor cd-cd elevador entre la fuente de cd y el inversor. Dependiendo de los niveles de potencia y voltaje, esto puede dar por resultado un volumen, peso y costos altos y una eficiencia reducida. La topología de puente completo, sin embargo, se puede utilizar como inversor elevador que puede generar un voltaje de ca de salida más alto que el voltaje de cd de entrada [22,23].

Principio básico. Consideremos dos convertidores cd-cd que alimentan una carga resistiva R como se muestra en la figura 6.39a. Los dos convertidores producen una salida de onda seno de cd polarizada de tal modo que cada fuente sólo produce un voltaje unipolar como se muestra en la figura 6.39b. La modulación de cada convertidor está desfasada 180° con la otra de modo que la excursión del voltaje a través de la carga se minimiza. De este modo, los voltajes de salida de los convertidores se describen como

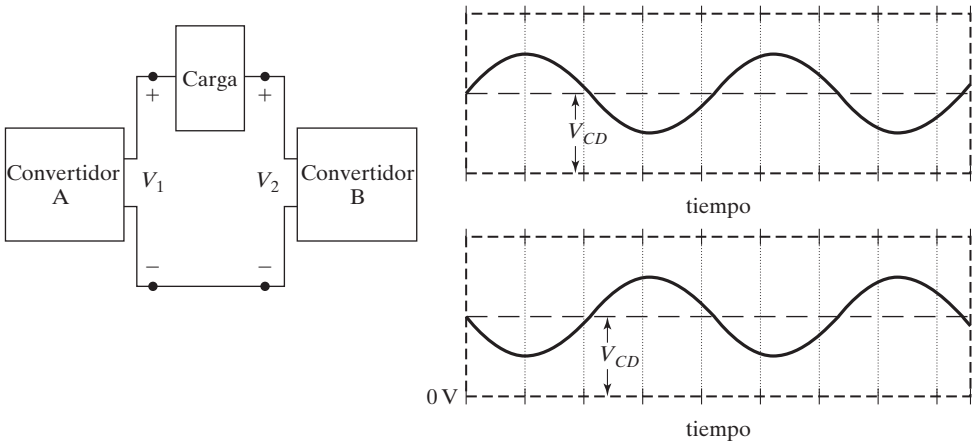
$$v_a = V_{cd} + V_m \operatorname{sen} \omega t \tag{6.101}$$

$$v_b = V_{cd} + V_m \operatorname{sen} \omega t \tag{6.102}$$

En consecuencia, el voltaje de salida es senoidal y se expresa como

$$v_o = v_a - v_b = 2V_m \operatorname{sen} \omega t \tag{6.103}$$

Por tanto, aparece un voltaje de cd polarizado en cada extremo de la carga con respecto a tierra, pero el diferencial de voltaje de cd a través de la carga es cero.

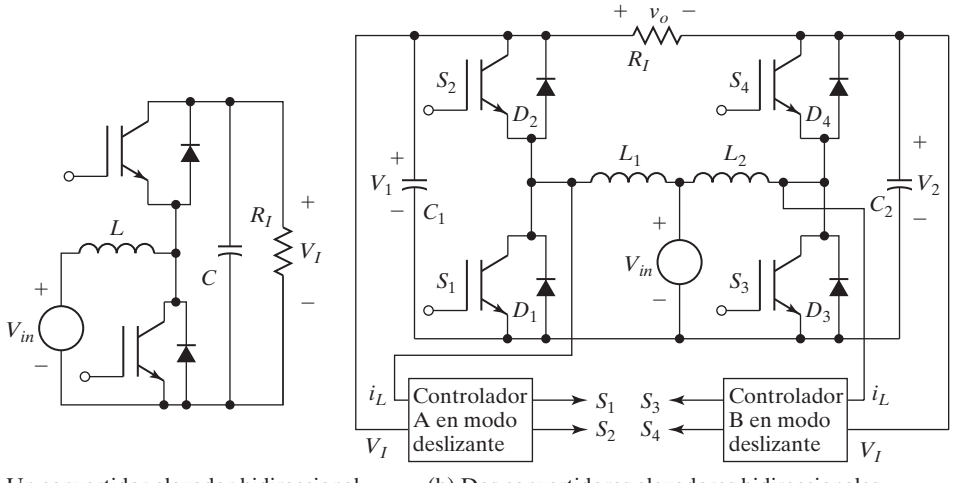


(a) Dos convertidores cd-cd (b) Voltajes de salida

FIGURA 6.39

Principio del inversor elevador.

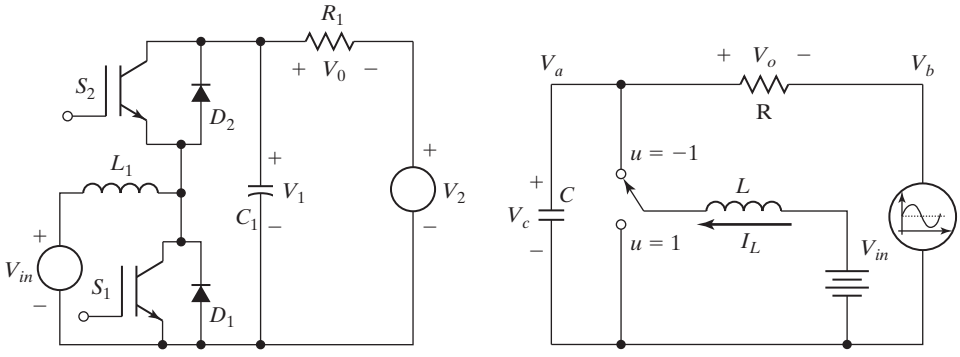
Circuito del inversor elevador. Cada inversor es un convertidor elevador bidireccional de corriente como se muestra en la figura 6.40a. El inversor elevador se compone de dos convertidores elevadores como se muestra en la figura 6.40b. La salida del inversor se puede controlar con uno de dos métodos: (1) utilizar un ciclo de trabajo k para el convertidor A y un ciclo de trabajo de $(1 - k)$ para el convertidor B, o bien (2) usar un ciclo de trabajo distinto para cada convertidor de modo que cada uno produzca una salida de onda seno de cd polarizada. Se prefiere el segundo método que utiliza los controladores A y B para hacer que los voltajes v_a y v_b del capacitor sigan un voltaje senoidal de referencia.



(a) Un convertidor elevador bidireccional (b) Dos convertidores elevadores bidireccionales

FIGURA 6.40

Inversor elevador compuesto de dos convertidores elevadores. [Ref. 22, R. CaCeres].



(a) Circuito equivalente del convertidor *A*

(b) Circuito equivalente simplificado del convertidor *A*

FIGURA 6.41

Circuito equivalente del convertidor *A*.

Funcionamiento del circuito. El funcionamiento del inversor se puede explicar considerando sólo un inversor *A* como se muestra en la figura 6.41a, el cual se simplifica como aparece en la figura 6.41b. Hay dos modos de funcionamiento: el modo 1 y el modo 2.

Modo 1: Cuando el interruptor S_1 se cierra y el S_2 se abre como se muestra en la figura 6.42a, la corriente del inductor i_{L1} sube linealmente, el diodo D_2 se polariza a la inversa, el capacitor C_1 suministra energía a la carga, y el voltaje V_a decrece.

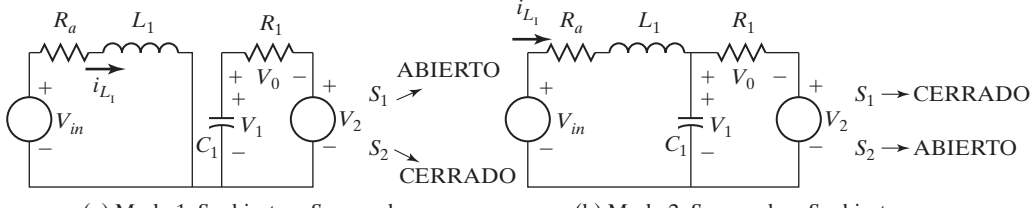
Modo 2: Cuando el interruptor S_1 se abre y S_2 se cierra, como se muestra en la figura 6.42b, la corriente del inductor i_{L1} fluye a través del capacitor C_1 y la carga. La corriente i_{L1} decrece mientras que el capacitor C_1 se recarga.

El voltaje promedio de salida del convertidor *A*, que funciona en el modo elevador, se puede calcular como sigue

$$V_a = \frac{V_s}{1 - k} \tag{6.104}$$

El voltaje promedio de salida del convertidor *B*, que funciona en el modo elevador, se puede calcular como sigue

$$V_b = \frac{V_s}{k} \tag{6.105}$$



(a) Modo 1: S_1 abierto y S_2 cerrado

(b) Modo 2: S_1 cerrado y S_2 abierto

FIGURA 6.42

Circuitos equivalentes durante los modos de funcionamiento.

Por consiguiente, el voltaje promedio de salida está dado por

$$V_o = V_a - V_b = \frac{V_s}{1 - k} - \frac{V_s}{k}$$

que da la ganancia de cd del inversor elevador como

$$G_{\text{cd}} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{2k - 1}{(1 - k)\,k} \tag{6.106}$$

donde k es el ciclo de trabajo. Observemos que V_o se vuelve cero en $k = 0.5$. Si el ciclo de trabajo varía en torno al punto quiescente de 50% del ciclo de trabajo, hay un voltaje de ca a través de la carga. Ya que el voltaje de salida en la ecuación (6.103) es dos veces el componente senoidal del convertidor A, el voltaje de salida pico es igual a

$$V_{o(pico)} = 2V_m = 2V_a - 2V_{\text{cd}} \tag{6.107}$$

Como un convertidor elevador no puede producir un voltaje de salida más bajo que el voltaje de entrada, el componente de cd debe satisfacer la condición [24]

$$V_{\text{cd}} \geq 2(V_m + V_s) \tag{6.108}$$

lo cual implica que hay muchos posibles valores de V_{cd}. Sin embargo, el término igual produce el menor esfuerzo en los dispositivos. Con las ecuaciones (6.104), (6.107) y (6.108), obtenemos

$$V_{o(pico)} = \frac{2V_s}{1 - k} - 2\left(\frac{V_{o(pico)}}{2} + V_s\right)$$

lo cual da la ganancia de voltaje de ca como

$$G_{\text{ca}} = \frac{V_{o(pico)}}{V_s} = \frac{k}{1 - k} \tag{6.109}$$

De este modo, $V_{o(pico)}$ se vuelve V_S con $k = 0.5$. Las características de ganancia de ca y cd del inversor elevador se muestran en la figura 6.43.

La corriente del inductor I_L que depende de la resistencia R de la carga y el ciclo de trabajo k se determina de

$$I_L = \left[\frac{k}{1 - k}\right]\frac{V_s}{(1 - k)\,R} \tag{6.110}$$

El esfuerzo producido por el voltaje del inversor elevador depende de la ganancia de ca G_{ca}, el voltaje pico de salida V_m y la corriente de carga I_L.

Inversor reductor-elevador. La topología de puente completo también puede funcionar como inversor reductor-elevador [24], como se muestra en la figura 6.44. Tiene casi la misma característica que el inversor elevador y es capaz de generar un voltaje de salida de ca más bajo o más alto que el voltaje de entrada de cd. El análisis del convertidor en estado estable tiene las mismas condiciones que el inversor elevador.

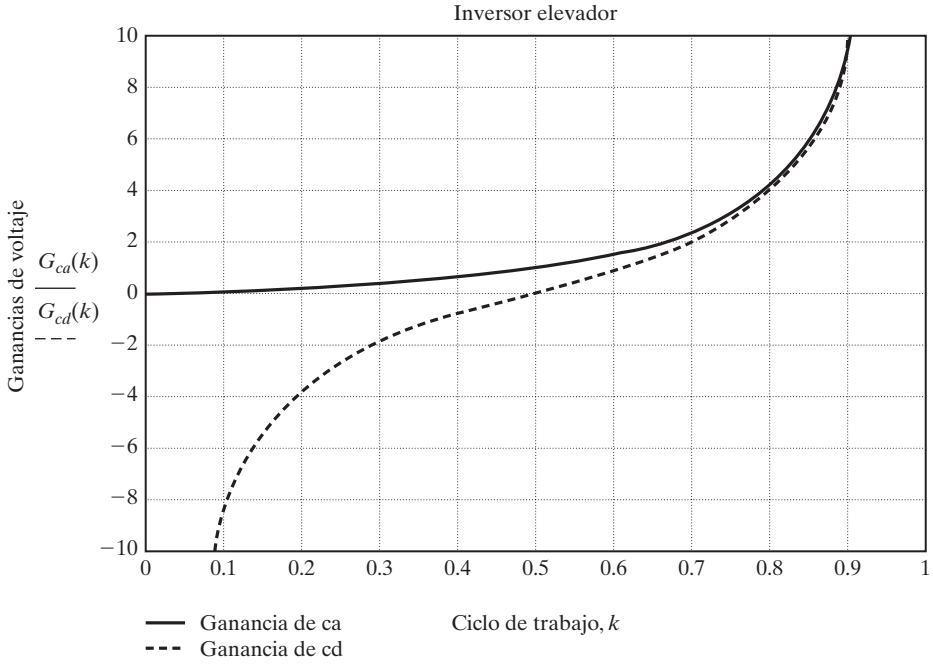


FIGURA 6.43

Características de ganancia del inversor elevador.

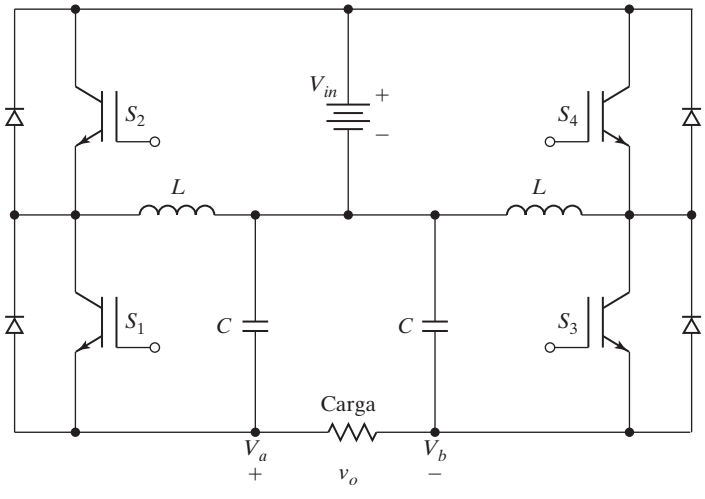


FIGURA 6.44

Inversor reductor-elevador. [Ref. 23, R. CaCeres].

Puntos clave de la sección 6.11

- Con una secuencia de conmutación apropiada, la topología de puente monofásico puede funcionar como inversor elevador. La ganancia de voltaje depende del ciclo de trabajo.
- Secuencia de conmutación. S_1 se abre durante kT y S_2 se abre durante $(1 - k)T$. Asimismo, S_3 se abre durante $(1 - k)T$ y S_4 se abre durante kT.

6.12 DISEÑO DEL CIRCUITO INVERSOR

La determinación de las capacidades de voltaje y corriente de los dispositivos de potencia en circuitos inversores depende de los tipos de inversores, carga, y métodos de control de voltaje y corriente. El diseño requiere (1) derivar las expresiones para la corriente instantánea de carga y (2) graficar las formas de onda de corriente de cada dispositivo y componente. Una vez que se conocen las formas de onda de corriente, se pueden determinar las capacidades de los dispositivos de potencia. La evaluación de las capacidades de voltaje requiere establecer los voltajes inversos de cada dispositivo.

Para reducir los armónicos de salida se requieren filtros de salida. La figura 6.45 muestra los filtros de salida comúnmente utilizados. Un filtro C es muy sencillo como se muestra en la figura 6.45a, pero absorbe más potencia reactiva. Un filtro LC sintonizado como el de la figura 6.45b elimina sólo una frecuencia. Un filtro CLC adecuadamente diseñado como el de la figura 6.45c es más efectivo para reducir los armónicos de banda ancha y consume menos potencia reactiva.

Ejemplo 6.7 Cómo determinar el valor del filtro *C* para eliminar ciertos armónicos

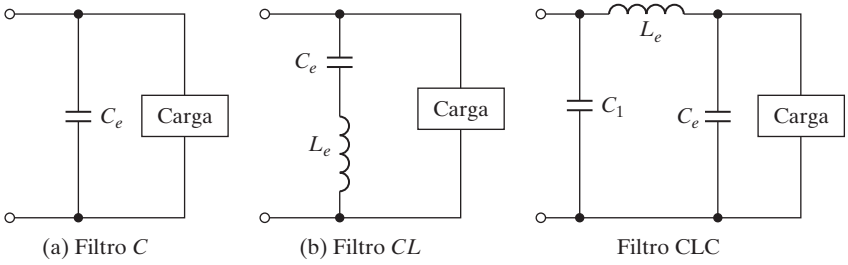
El inversor monofásico de puente completo de la figura 6.3a alimenta una carga $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, y $C = 112\ \mu$F. El voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor es $f_o = 60$ Hz. El voltaje de salida tiene dos muescas de modo que el tercero y quinto armónicos se eliminan. (a) Determine la expresión para la corriente de carga $i_o(t)$. (b) Si se utiliza un filtro C de salida para eliminar el séptimo armónico y armónicos de mayor orden, determine la capacitancia del filtro C_e.

Solución

La forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 6.32. $V_s = 220$ V, $f_o = 60$ Hz, $R = 10\ \Omega$, $L = 31.5$ mH, y $C = 112\ \mu$F, $\omega_o = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s.

La reactancia inductiva para el n-ésimo voltaje armónico es

$$X_L = j2n\pi \times 60 \times 31.5 \times 10^{-3} = j11.87n\ \Omega$$



(a) Filtro C (b) Filtro CL Filtro CLC

FIGURA 6.45

Filtros de salida.

La reactancia capacitiva para el n-ésimo voltaje armónico es

$$X_c = \frac{j10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = -\frac{j23.68}{n}\ \Omega$$

La impedancia para el n-ésimo voltaje armónico es

$$|Z_n| = \left[10^2 + \left(11.87n - \frac{23.68}{n}\right)^2\right]^{1/2}$$

y el ángulo del PF para el n-ésimo voltaje armónico es

$$\theta_n = \tan^{-1}\frac{11.87n - 23.68/n}{10} = \tan^{-1}\left(1.187n - \frac{2.368}{n}\right)$$

a. La ecuación (6.92) da los coeficientes de la serie de Fourier,

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi}\frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n}$$

Para $\alpha_1 = 23.62°$ y $\alpha_2 = 33.3°$, el tercero y quinto armónicos estarían ausentes. De la ecuación (6.91) el voltaje instantáneo de salida se puede expresar como

$$\begin{aligned} v_o(t) &= 235.1\,\text{sen}\,337t + 69.4\,\text{sen}\,(7 \times 377t) + 114.58\,\text{sen}\,(9 \times 377t) \\ &\quad + 85.1\,\text{sen}\,(11 \times 377t) + \cdots \end{aligned}$$

Dividiendo el voltaje de salida entre la impedancia de carga y considerando el retardo apropiado debido a los ángulos del PF se obtiene la corriente de carga como

$$\begin{aligned} i_o(t) &= 15.19\,\text{sen}\,(377t + 49.74°) + 0.86\,\text{sen}\,(7 \times 377t - 82.85°) \\ &\quad + 1.09\,\text{sen}(9 \times 377t - 84.52°) + 0.66\,\text{sen}\,(11 \times 377t - 85.55°) + \cdots \end{aligned}$$

b. El n-ésimo armónico y los armónicos de mayor orden se reducirían significativamente si la impedancia del filtro fuera mucho menor que la de la carga, y normalmente una relación de 1:10 es adecuada.

$$|Z_n| = 10X_e$$

donde la impedancia del filtro es $|X_e| = 1/(377nC_e)$. El valor de la capacitancia del filtro C_e se puede calcular por

$$\left[10^2 + \left(11.87n - \frac{23.68}{n}\right)^2\right]^{1/2} = \frac{10}{377nC_e}$$

Para el séptimo armónico, $n = 7$ y $C_e = 47.3\ \mu\text{F}$.

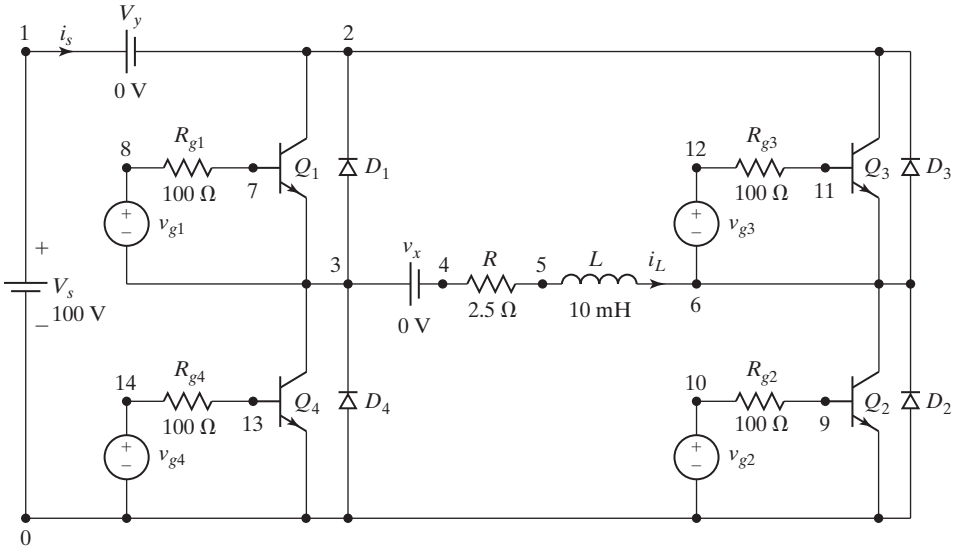
Ejemplo 6.8 Simulación con PSpice de un inversor monofásico con un control de PWM

El inversor monofásico de la figura 6.3a utiliza el control de PWM como se muestra en la figura 6.12a con cinco pulsos por medio ciclo. El voltaje de suministro de cd es $V_s = 100$. El índice de modulación M es 0.6. La frecuencia de salida es $f_o = 60$ Hz. La carga es resistiva con $R = 2.5\ \Omega$. Use PSpice (a) para graficar el voltaje de salida v_o, y (b) para calcular sus coeficientes de Fourier. Los parámetros del modelo SPICE del transistor son IS = 6.734F, BF = 416.4, CJC = 3.638P, y CJE = 4.493P, y los de los diodos son IS = 2.2E − 15, BV = 1800 V, TT = 0.

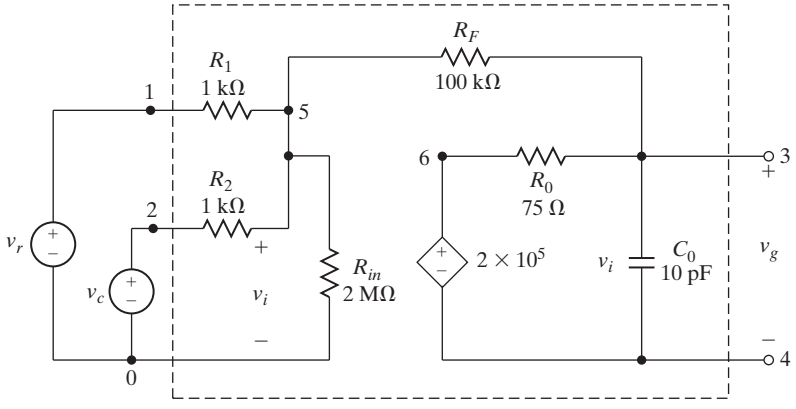
Solución

a. $M = 0.6, f_o = 60$ Hz, $T = 1/f_o = 16.667$. El inversor para la simulación con PSpice se muestra en la figura 6.46a. Se utiliza un amplificador operacional como el de la figura 6.46b como comparador y produce las señales de control de PWM. Las señales portadora y de referencia se muestran en la figura 6.46c. A continuación se muestra la lista del archivo del circuito:

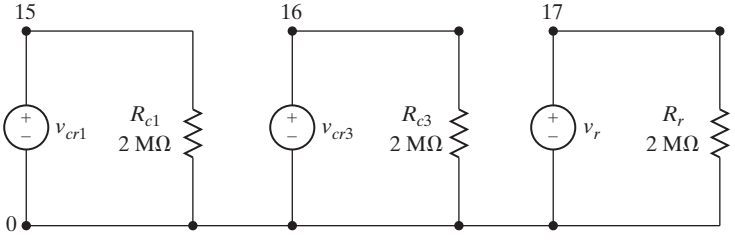
```
Ejemplo 6.8         Inversor monofásico con control de PWM
VS        1    0     DC   100V
Vr       17    0     PULSE (50V 0V 0 833.33US 833.33US INS 16666.67US)
Rr       17    0     2MEG
Vcl      15    0     PULSE (0 -30V 0 INS INS 8333.33US 16666.67US)
Rcl      15    0     2MEG
Vc3      16    0     PULSE (0 -30V 8333.33US INS INS 8333.33US 16666.67US)
Rc3      16    0     2MEG
R         4    5     2.5
*L        5    6       10MH       ; Se excluye el inductor L
VX        3    4     DC    0V     ; Mide la corriente de carga
VY        1    2     DC    0V     ; Fuente de voltaje para medir la corriente de
                                    suministro
D1        3    2     DMOD         ; Diodo
D2        0    6     DMOD         ; Diodo
D3        6    2     DMOD         ; Diodo
D4        0    3     DMOD         ; Diodo
.MODEL      DMOD  D (IS=2.2E-15 BV=1800V TT=0) ; Parámetros del modelo de diodo
Q1        2    7     3    QMOD                 ; Interruptor BJT
Q2        6    9     0    QMOD                 ; Interruptor BJT
Q3        2   11     6    QMOD                 ; Interruptor BJT
Q4        3   13     0    QMOD                 ; Interruptor BJT
.MODEL QMOD NPN (IS=6.734F BF=416.4 CJC=3.638P CJE=4.493P); Parámetros de BJT
Rg1       8    7     100
Rg2      10    9     100
Rg3      12   11     100
Rg4      14   13     100
*        Invocación de subcircuito para control de PWM
XPW1     17   15     8    3      PWM    ; Voltaje de control del transistor Q1
XPW2     17   15     10   0      PWM    ; Voltaje de control del transistor Q2
XPW3     17   16     12   6      PWM    ; Voltaje de control del transistor Q3
XPW4     17   16     14   0      PWM    ; Voltaje de control del transistor Q4
*        Subcircuito para control de PWM
.SUBCKT     PWM      1       2        3          4
*          model    ref.   carrier  +control   -control
*          name     input   input    voltage    voltage
R1        1    5     1K
R2        2    5     1K
RIN       5    0     2MEG
RF        5    3     100K
RO        6    3     75
CO        3    4     10PF
E1           6       40    5   2E+5     ; Fuente de voltaje controlada por voltaje
```



(a) Circuito



(b) Generador de PWM



(c) Señales de referencia y portadora

FIGURA 6.46

Inversor monofásico para simulación con PSpice.

```
.ENDS PWM                                    ; Termina definición de subcircuito
.TRAN 10US 16.67MS 0 10US                    ; Análisis transitorio
.PROBE                                       ; Postprocesador de gráficos
.options abstol = 1.00n reltol = 0.01 vntol = 0.1 ITL5=20000 ; convergencia
.FOUR 60HZ V(3, 6)                           ; Análisis de Fourier
.END
```

La figura 6.47 muestra las gráficas PSpice donde V(17) = señal de referencia y V(3,6) = voltaje de salida.

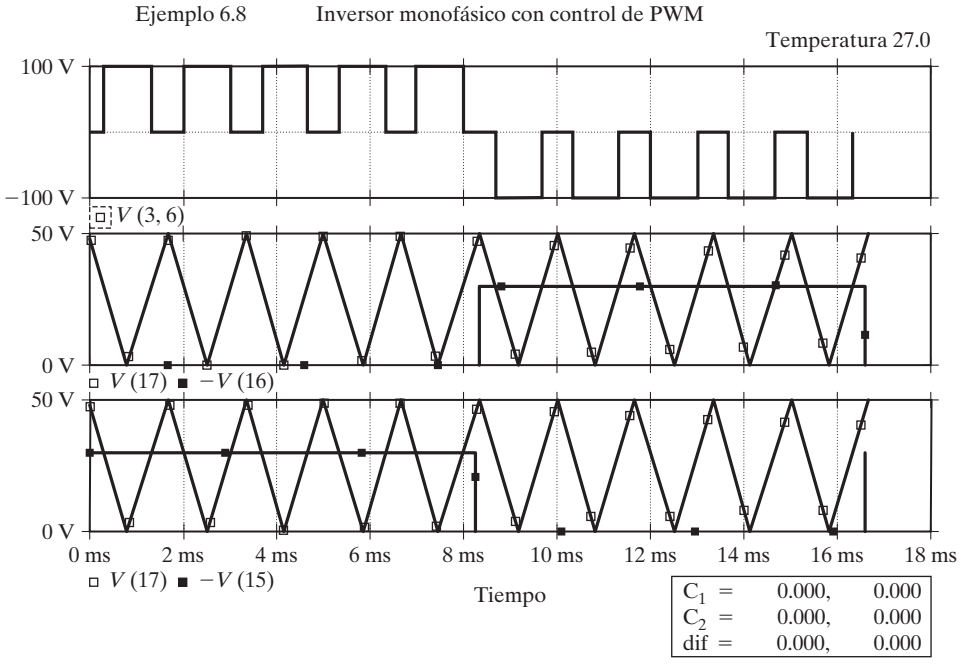

Ejemplo 6.8 Inversor monofásico con control de PWM
Temperatura 27.0
100 V
−100 V
V (3, 6)
50 V
0 V
V (17) ■ −V (16)
50 V
0 V
0 ms 2 ms 4 ms 6 ms 8 ms 10 ms 12 ms 14 ms 16 ms 18 ms
V (17) ■ −V (15)
Tiempo
C1 = 0.000, 0.000
C2 = 0.000, 0.000
dif = 0.000, 0.000

FIGURA 6.47

Gráficas PSpice del ejemplo 6.8.

b. COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA V (3, 6)

COMPONENTE DE CD = 6.335275E-03

ARMÓNICO NÚM.	FRECUENCIA (HZ)	COMPONENTE DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADO	FASE (GRADOS)	FASE NORMALIZADA (GRADOS)
1	6.000E+01	7.553E+01	1.000E+00	6.275E-02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.329E-02	1.759E-04	5.651E+01	5.645E+01
3	1.800E+02	2.756E+01	3.649E-01	1.342E-01	7.141E-02
4	2.400E+02	1.216E-02	1.609E-04	6.914E+00	6.852E+00
5	3.000E+02	2.027E+01	2.683E-01	4.379E-01	3.752E-01

```
        6      3.600E+02    7.502E-03    9.933E-05  -4.924E+01  -4.930E+01
        7      4.200E+02    2.159E+01    2.858E-01   4.841E-01   4.213E-01
        8      4.800E+02    2.435E-03    3.224E-05  -1.343E+02  -1.343E+02
        9      5.400E+02    4.553E+01    6.028E-01   6.479E-01   5.852E-01
DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL = 8.06348E+0.1 POR CIENTO
```

Nota: para $M = 0.6$ y $p = 5$, un programa Mathcad para una PWM uniforme da $V_1 = 54.59\ V$ (rms) y THD = 100.65% en comparación con los valores de $V_1 = 75.53/\sqrt{2} = 53.41$ V (rms) y THD = 80.65% obtenidos con PSpice. Para calcular la THD, PSpice utiliza sólo el noveno armónico de manera predeterminada, en vez de todos los armónicos. Por tanto, si los armónicos de mayor orden que el noveno tienen valores significativos comparados con el componente fundamental, PSpice da un valor bajo y erróneo de la THD. Sin embargo, la versión 8.0 de PSpice (o más reciente) permite un argumento para especificar el número de armónicos que se van a calcular. Por ejemplo, la instrucción para calcular hasta el trigésimo armónico es. FOUR 60 HZ 30 V (3,6). El valor predeterminado es el noveno armónico.

RESUMEN

Los inversores pueden suministrar voltajes de ca monofásicos y trifásicos desde una fuente de voltaje de cd fija o variable. Hay varias técnicas de control de voltaje y producen un rango de armónicos en el voltaje de salida. La SPWM es más efectiva para reducir el LOH. Con la selección apropiada de los patrones de conmutación para dispositivos de potencia se pueden eliminar ciertos armónicos. La modulación por vector espacial se aplica cada vez más en convertidores de potencia y controles de motor. Un inversor con fuente de corriente es el dual de un inversor con fuente de voltaje. Con la secuencia y control de conmutación apropiados, el puente inversor monofásico puede funcionar como inversor elevador.

REFERENCIAS

[1] Bedford, B.D., y R. G. Hoft. (1964). *Principle of Inverter Circuits.* Nueva York. John Wiley & Sons.

[2] Ohnishi, T., y H. Okitsu. (1983). "A novel PWM technique for three-phase inverter/converter". *International Power Eiectronics Conference*. (384-395).

[3] Taniguchi K., y H. Irie. (1986). "Trapezoidal modulating signal for three-phase PWM inverter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.* IE3, núm. 2. (193-200).

[4] Thorborg, K., y A. Nystorm. (1988). "Staircase PWM: an uncomplicated and efficient modulation technique for ac motor drives". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. PE3, núm. 4. (391-398).

[5] Salmon, J.C., S. Olsen, y N. Durdle. (1991). "A three-phase PWM strategy using a stepped 12 reference waveform". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA27, núm. 5. (914-920).

[6] Boost, M.A., y P. D. Ziogas. (1988). "State-of-the-art carrier PWM techniques: A critical evaluation". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA24, núm. 2. (271-279).

[7] Taniguchi, K., y H. Irie. (1988). "PWM technique for power MOSFET inverter". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. PE3, núm. 3. (328-334).

[8] Ohsato, M.H., G. Kimura, y M. Shiova. (1991). "Five-stepped PWM inverter used in photovoltaic systems". *IEEE Transactions in Industrial Electronics*. Vol. 38. Octubre. (393-397).

[9] Ziogas, P.D. (1981). "The delta modulation techniques in static PWM inverters". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Marzo/abril. (199-204).

[10] Espinoza, J.R. (2001). *Power Electronics Handhook,* editado por M. H. Rashid. San Diego, CA. Academic Press. 2001, Capítulo 14, Inversores.

[11] Lee, D.C., y G.M. Lee. (1997). "Linear control of inverter output voltage in overmodulation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* Vol. 44, núm. 4. Agosto. (590-592).

[12] Blaahjerg, F., J. K. Pedersen, y P. Thoegersen. (1997). "Improved modulation techniques for PWM-V SI drives". *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* Vol. 44, núm. 1. Febrero. (87-95).

[13] Van der Broeck, H.W., H.C. Skudelny, y G. V. Stanke. (1988). "Analysis and realization of a pulse-width modulator based on voltage space vectors". *IEEE Transactions on Industry and Applications*. Vol. 24, núm. 1. Enero/febrero. (142-150).

[14] Iwaji, Y., y S. Fukuda. (1992). "A pulse frequency modulated PWM inverter for induction motor drives". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 7, núm. 2. Abril. (404-110).

[15] Liu, H.L., y G. H. Cho. (1994). "Three-level space vector PWM in lose index modulation region avoiding narrow pulse problem". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 9. Septiembre. (481-486).

[16] Chen, T.P., Y. S. Lai, y C.-H. Liu. (1999). "New space vector modulation technique for inverter control". *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Vol. 2. (777-782).

[17] Bowes, S.R., y G. S. Singh. (2000). "Novel space-vector-hased harmonic elimination inverter control". *IEEE Transactions on Industrv Applications.* Vol. 36, núm. 2. Marzo/abril. (549-557).

[18] Jacobina, C.B., A. M. N. Lima., E. R. Cabral da Silva, R. N. C. Alves, y P. F. Seixas. "Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 16, núm. 3. Mayo. (351-359).

[19] Zhan, C., A. Arulampalam, V. K. Ramachandaramurthy, C. Fitzer, M. Barnes, y N. Jenkins. (2001). "Novel voltage space vector PWM algorithm of 3-phase 4-wire power conditioner". *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*. Vol. 3. (1045-1050).

[20] Valentine, R. (1996). *Motor Control Electronics Handbook.* Nueva York. McGraw-Hill. Capítulo 8.

[21] Patel, H.S., y R. G. Hoft. (1974). "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA9, núm. 3. (310-317). Vol. IA10, núm. 5. (666-673).

[22] Caceres R.O, e I. Barbi. (1995). "A boost dc—ac converter: Operation, analysis, control and experimentation". *Industrial Electronics Control and Instrumentation Conference.* Noviembre. (546-551).

[23] CaCeres, R.O., e I. Barbi. (1999). "A boost dc—ac converter: Analysis, design, and experimentation". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 14, núm. 1. Enero. (134-141).

[24] Almazan, J., N. Vazquez, C. Hernandez, J. Alvarez, y J. Arau. (2000). "Comparison between the buck-boost and buck—boost inverters". *International Power Electronics Congress.* Acapulco, México. Octubre. (341-346).

[25] Kwon, B.H., y B. D. Min. (1993). "A fully software-controlled PWM rectifier with current link". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 40, núm. 3. Junio. (355-363).

[26] Rashid, M.H (2013). *Power Electronics-Devices, Circuits, and Applications.* Upper Saddle River. NJ. Prentice Hall Inc. 3a. ed. Capítulo 6.

[27] Bin Wu, Y. Lang, N. Zargari, y S. Kouro. (2011). *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems.* Nueva York: Wiley-IEEE Press.

PREGUNTAS DE REPASO

6.1 ¿Qué es un inversor?
6.2 ¿Cuál es el principio de funcionamiento de un inversor?
6.3 ¿Cuáles son los tipos de inversores?
6.4 ¿Cuáles son las diferencias entre inversores de medio puente y puente completo?
6.5 ¿Qué son los parámetros de desempeño de inversores?
6.6 ¿Cuáles son los propósitos de los diodos de retroalimentación en los inversores?
6.7 ¿Cuáles son los arreglos para obtener voltajes de salida trifásicos?
6.8 ¿Cuáles son los métodos de control de voltaje dentro de los inversores?
6.9 ¿Qué es la PWM senoidal?
6.10 ¿Cuál es el propósito de la sobremodulación?
6.11 ¿Por qué debe ser un múltiplo impar de 3 la frecuencia portadora normalizada m_f de un inversor trifásico?
6.12 ¿Qué es la PWM de terceros armónicos?
6.13 ¿Qué es una PWM de 60°?
6.14 ¿Qué es la modulación por vector espacial?
6.15 ¿Cuáles son las ventajas de la SVM?
6.16 ¿Qué es la transformación del vector espacial?
6.17 ¿Qué son los vectores espaciales?
6.18 ¿Cuáles son los estados de conmutación de un inversor?
6.19 ¿Qué son los vectores moduladores de referencia?
6.20 ¿Qué es la conmutación por vector espacial?
6.21 ¿Qué es la secuencia de vector espacial?
6.22 ¿Qué son los vectores nulos?
6.23 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del control de ángulo de desplazamiento?
6.24 ¿Cuáles son las técnicas para reducciones armónicas?
6.25 ¿Cuáles son los efectos de eliminar los armónicos de menor orden?
6.26 ¿Cuál es el efecto del tiempo de apagado de un tiristor en la frecuencia de un inversor?
6.27 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los inversores con fuente de corriente?
6.28 ¿Cuáles son las diferencias principales entre inversores con fuente de voltaje y fuente de corriente?
6.29 ¿Cuáles son las principales ventajas y desventajas de los inversores de enlace variable de cd?
6.30 ¿Cuál es el principio básico de un inversor elevador?
6.31 ¿Cuáles son los dos métodos de control de voltaje del inversor elevador?
6.32 ¿Qué es la ganancia de voltaje de cd del inversor elevador?
6.33 ¿Qué es la ganancia de voltaje de ca del inversor elevador?
6.34 ¿Cuáles son las razones para agregar un filtro en la salida del inversor?
6.35 ¿Cuáles son las diferencias entre los filtros de ca y cd?

PROBLEMAS

6.1 El inversor monofásico de medio puente de la figura 6.2a tiene una carga resistiva $R = 5\ \Omega$ y el voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V. Determine **(a)** el voltaje rms de salida V_1 a la frecuencia fundamental; **(b)** la potencia de salida P_o; **(c)** las corrientes promedio, rms y pico de cada transistor; **(d)** el voltaje pico en estado de bloqueo V_{BB} de cada transistor; **(e)** la distorsión armónica total THD; **(f)** el factor de distorsión DF; y **(g)** el factor armónico y el factor de distorsión del armónico de menor orden.

6.2 Repita el problema 6.1 para el inversor monofásico de puente completo de la figura 6.3a.

6.3 El inversor de puente completo de la figura 6.3a tiene una carga RLC con $R = 6.5\ \Omega$, $L = 10$mH, y C = 26 μF. La frecuencia del inversor, $f_o = 400$ Hz, y el voltaje de entrada de cd, $V_s = 220$ V. **(a)** Exprese la corriente instantánea de carga en una serie de Fourier. Calcule **(b)** la corriente rms de carga I_1 a la frecuencia fundamental; **(c)** la THD de la corriente de carga; **(d)** la corriente promedio de suministro I_s, y **(e)** las corrientes rms y promedio de cada transistor.

6.4 Repita el problema 6.3 para $f_o = 60$ Hz, $R = 5\ \Omega$, $L = 25$ mH, y $C = 10$ μF.

6.5 Repita el problema 6.3 para $f_o = 60$ Hz, $R = 6.5\ \Omega$, $C = 10$ μF, y $L = 20$ mH.

6.6 El inversor monofásico de puente completo de la figura 6.6a tiene una carga resistiva conectada en Y de $R = 6.5\ \Omega$. La frecuencia del inversor es $f_o = 400$ Hz y el voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V. Exprese los voltajes instantáneos de fase y las corrientes de fase en una serie de Fourier.

6.7 Repita el problema para los voltajes de línea a línea y las corrientes de línea.

6.8 Repita el problema 6.6 para una carga conectada en delta.

6.9 Repita el problema 6.7 para una carga conectada en delta.

6.10 El puente inversor trifásico completo de la figura 6.6a tiene una carga conectada en Y y cada fase se compone de $R = 4\ \Omega$, $L = 10$ mH, y C = 25 μF. La frecuencia del inversor es $f_o = 60$ Hz y el voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$. Determine las corrientes rms, promedio y pico de los transistores.

6.11 El voltaje de salida de un inversor monofásico de puente completo se controla mediante modulación por ancho de pulso con un pulso por medio ciclo. Determine el ancho de pulso requerido de modo que el componente rms fundamental sea 70% del voltaje de entrada de cd.

6.12 Un inversor monofásico de puente completo utiliza una PWM uniforme con dos pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el factor de distorsión, el componente fundamental y los armónicos de menor orden en función del índice de modulación.

6.13 Un inversor monofásico de puente completo, que utiliza una PWM uniforme con dos pulsos por medio ciclo, tiene una carga de $R = 4\ \Omega$, $L = 15$ mH, y $C = 25$μF. El voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V. Exprese la corriente instantánea de la carga $i_0(t)$ en una serie de Fourier con $M = 0.8, f_o = 60$ Hz.

6.14 El inversor monofásico de puente completo funciona a 1 KHz y utiliza una PWM uniforme con cuatro pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación M.

6.15 Un inversor monofásico de puente completo utiliza una PWM uniforme con siete pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el factor de distorsión, el componente fundamental y los armónicos de menor orden en función del índice de modulación.

6.16 El inversor monofásico de puente completo funciona a 1 kHz y utiliza una SPWM con cuatro pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación M.

6.17 Un inversor monofásico de puente completo utiliza una SPWM con siete pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el factor de distorsión, el componente fundamental y los armónicos de menor orden en función del índice de modulación.

6.18 Repita el problema 6.17 para la SPWM modificada con cinco pulsos por medio ciclo.

6.19 El inversor monofásico de puente completo funciona a 1 kHz y utiliza una SPWM modificada como se muestra en la figura 6.17 con tres pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación *M*.

6.20 Un inversor monofásico de puente completo utiliza una PWM uniforme con cinco pulsos por medio ciclo. Determine el ancho de pulso si el voltaje rms de salida es 80% del voltaje de entrada de cd.

6.21 Un inversor monofásico de puente completo utiliza un control por ángulo de desplazamiento para variar el voltaje de salida y tiene un pulso por medio ciclo, como se muestra en la figura 6.19f. Determine el ángulo de retardo (o desplazamiento) si el componente fundamental del voltaje de salida es 70% del voltaje de entrada de cd.

6.22 El inversor monofásico de medio puente funciona a 1 kHz y utiliza la modulación trapezoidal que se muestra en la figura P6.22 con cinco pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación *M*.

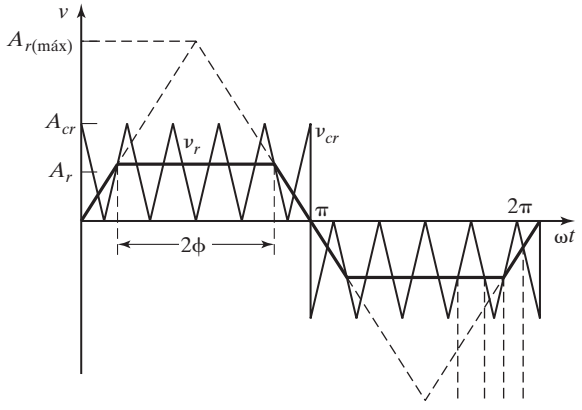


FIGURA P6.22 [26]

6.23 El inversor monofásico de medio puente funciona a 1 kHz y utiliza la modulación en escalera que se muestra en la figura P6.23 con siete pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación *M*.

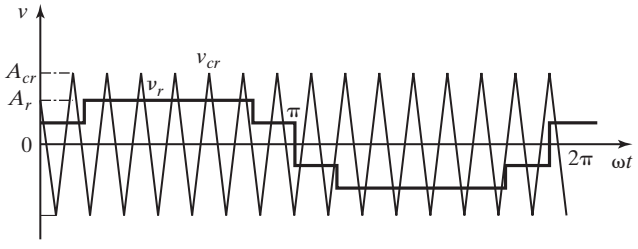


FIGURA P6.23 [26]

6.24 El inversor monofásico de medio puente funciona a 1 kHz y utiliza la modulación escalonada que se muestra en la figura P6.24 con cinco pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación *M*.

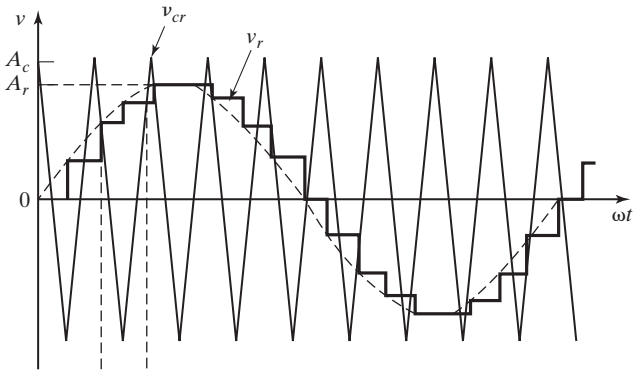


FIGURA P6.24 [26]

6.25 El inversor monofásico de medio puente funciona a 1 kHz y utiliza una modulación de tercer y noveno armónicos como se muestra en la figura P6.25 con seis pulsos por medio ciclo para controlar el voltaje. Grafique el componente fundamental, el factor de distorsión y la THD en función del índice de modulación *M*.

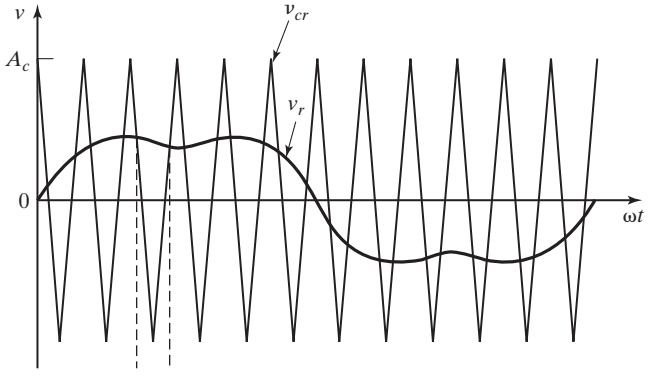


FIGURA P6.25 [26]

6.26 Un inversor monofásico de puente completo utiliza múltiples muescas bipolares y se requiere para eliminar el tercero, quinto, séptimo y undécimo armónicos de la forma de onda de salida. Determine el número de muescas y sus ángulos.

6.27 Repita el problema 6.26 para eliminar el tercero, quinto, séptimo y noveno armónicos.

6.28 El inversor monofásico de puente completo funciona a 1 kHz y utiliza muescas unipolares como se muestra en la figura 6.33. Se requiere para eliminar el tercero, quinto, séptimo y noveno armónicos. Determine el número de muescas y sus ángulos. Use PSpice para verificar la eliminación de esos armónicos.

6.29 El inversor monofásico de puente completo funciona a 1 kHz y utiliza la SPWM modificada como se muestra en la figura 6.34. Se requiere para eliminar el tercero y quinto armónicos. Determine el número de pulsos y sus ángulos. Use PSpice para verificar la eliminación de esos armónicos.

6.30 Grafique los tiempos de estado normalizados $T_1/(MT_s)$, $T_2/(MT_s)$ y $T_z/(MT_s)$ en función del ángulo θ (= 0 a $\pi/3$) entre dos vectores espaciales adyacentes.

6.31 Dos vectores adyacentes son $\boldsymbol{V_1} = 1 + j0.577$ y $\mathbf{V_2} = j1.155$. Si el ángulo entre ellos es $\theta = \pi/6$, y el índice de modulación M es 0.8, determine el vector de modulación $\mathbf{V_{cr}}$.

6.32 Grafique el patrón y expresión de la SVM para los segmentos de los voltajes de salida trifásicos v_{an}, v_{bn}, v_{cn} en el sector 2 durante dos intervalos de muestreo.

6.33 Grafique el patrón y expresión de la SVM para los segmentos de los voltajes de salida trifásicos v_{an}, v_{bn}, v_{cn} en el sector 3 durante dos intervalos de muestreo.

6.34 Grafique el patrón y expresión de la SVM para los segmentos de los voltajes de salida trifásicos v_{an}, v_{bn}, v_{cn} en el sector 4 durante dos intervalos de muestreo.

6.35 Grafique el patrón y expresión de la SVM para los segmentos de los voltajes de salida trifásicos v_{an}, v_{bn}, v_{cn} en el sector 5 durante dos intervalos de muestreo.

6.36 Grafique el patrón y expresión de la SVM para los segmentos de los voltajes de salida trifásicos v_{an}, v_{bn}, y v_{cn} en el sector 6 durante dos intervalos de muestreo.

6.37 Los parámetros del inversor elevador de la figura 6.40b funciona con un ciclo de trabajo $k = 0.6$. Determine (a) la ganancia de voltaje de cd G_{cd}; (b) la ganancia de voltaje de ca G_{ca}, y (c) los voltajes instantáneos v_a y v_b del capacitor.

6.38 El inversor monofásico de puente completo de la figura 6.3a alimenta una carga de $R = 4\ \Omega$, $L = 15$ mH, y $C = 30\ \mu$F. El voltaje de salida de cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor es $f_0 = 400$ Hz. El voltaje de salida tiene dos muescas, de modo que el tercero y quinto armónicos se eliminan. Si se utiliza un filtro LC sintonizado para eliminar el séptimo armónico del voltaje de salida, determine los valores adecuados de los componentes del filtro.

6.39 El inversor monofásico de puente completo de la figura 6.3a alimenta una carga de $R = 4\ \Omega$, $L = 25$ mH, y $C = 40\ \mu$F. El voltaje de entrada de cd es $V_s = 220$ V y la frecuencia del inversor es $f_0 = 60$ Hz. El voltaje de salida tiene tres muescas, de modo que el tercero, quinto y séptimo armónicos se eliminan. Si se utiliza un filtro C de salida para eliminar el noveno armónico y los de mayor orden, determine el valor del capacitor C_e del filtro.

CAPÍTULO 7

Inversores de pulsos resonantes

Al concluir este capítulo, los estudiantes deben ser capaces de hacer lo siguiente:

- Enumerar los tipos de inversores de pulsos resonantes.
- Explicar la técnica de conmutación para inversores de pulsos resonantes.
- Explicar el funcionamiento de los inversores de pulsos resonantes.
- Explicar las características de frecuencia de los inversores de pulsos resonantes.
- Enumerar los parámetros de desempeño de los inversores de pulsos resonantes.
- Explicar las técnicas de conmutación por voltaje cero y corriente cero de inversores de pulsos resonantes.
- Diseñar y analizar inversores de pulsos resonantes.

Símbolos y su significado

Símbolos	Significado
$f_o; f_r; f_{máx}$	Frecuencias de salida, resonante y máxima de salida, respectivamente
$G(\omega); Q_s; Q_p$	Ganancia en el dominio de frecuencia y factor de calidad de circuitos resonantes en serie y paralelo, respectivamente
$i_1(t); i_2(t); i_3(t)$	Corriente instantánea durante el modo 1, modo 2 y modo 3, respectivamente
$I_A; I_R$	Corrientes promedio y rms, respectivamente
$T_o; T_r$	Periodo del voltaje de salida y oscilación resonante, respectivamente
u	Relación de la frecuencia de salida a la frecuencia resonante
$v_{c1}(t); v_{c2}(t); v_{c3}(t)$	Voltaje instantáneo en el capacitor durante el modo 1, modo 2 y modo 3, respectivamente
$V_i; I_i$	Voltaje y corriente de entrada rms fundamentales, respectivamente
$V_s; V_C$	Voltaje de suministro de cd y voltaje en el capacitor, respectivamente
$V_o; V_i$	Voltajes rms de salida y entrada, respectivamente
α	Relación de amortiguamiento
$\omega_o; \omega_r$	Frecuencias angular de salida y resonante, respectivamente

7.1 INTRODUCCIÓN

Los dispositivos de conmutación en convertidores con control de modulación por ancho de pulso (PWM) se pueden controlar para sintetizar la forma deseada del voltaje o corriente de salida. Sin embargo, los dispositivos se activan y desactivan mediante la corriente de la carga con un alto valor de di/dt. Los interruptores se someten a un esfuerzo de alto voltaje, y la pérdida de potencia por conmutación de un dispositivo se incrementa linealmente con la frecuencia de conmutación. La pérdida por activación y desactivación podría ser una parte importante de la pérdida total de potencia. La interferencia electromagnética también se produce debido a unas altas di/dt y dv/dt en las formas de onda del convertidor.

Las desventajas del control PWM se pueden eliminar o minimizar si los dispositivos de conmutación se "encienden" y "apagan" cuando el voltaje a través de un dispositivo o su corriente es cero [1]. Se hace que el voltaje y la corriente pasen por cero con lo que se crea un circuito *LC* resonante, y por eso se le llama *convertidor de pulso resonante.* Los convertidores resonantes se pueden clasificar ampliamente en ocho tipos:

Inversores resonantes en serie
Inversores resonantes en paralelo
Inversor resonante clase E
Rectificador resonante clase E
Convertidores resonantes de conmutación por voltaje cero (ZVS)
Convertidores resonantes de conmutación por corriente cero (ZCS)
Convertidores resonantes ZVS de dos cuadrantes
Inversores resonantes de enlace de cd

Los inversores resonantes en serie producen un voltaje de salida casi senoidal y la corriente de salida depende de las impedancias de la carga. El inversor resonante en paralelo produce una corriente de salida casi senoidal y el voltaje de salida depende de las impedancias de la carga. Estos tipos de inversores [13] se utilizan para producir voltaje o corriente a alta frecuencia y a menudo se utilizan como intermediarios entre una fuente de cd y una fuente de potencia de cd. El voltaje se eleva con un transformador de alta frecuencia y luego se rectifica como una fuente de potencia de cd.

El inversor y el rectificador clase E se utilizan en aplicaciones de baja potencia. Los convertidores de conmutación por voltaje cero y corriente cero encuentran cada vez más aplicaciones donde se requieren bajas pérdidas por conmutación y una mayor eficiencia del convertidor. Los convertidos ZVS pueden funcionar para obtener una salida de dos cuadrantes. Los inversores resonantes de enlace de cd se utilizan para producir un voltaje de salida variable mientras se mantiene fija la forma de onda de salida.

Un inversor debe convertir un voltaje de suministro de cd en un voltaje de salida casi senoidal de una magnitud y frecuencia conocidas. Los parámetros de desempeño de los inversores resonantes son similares a los de los inversores PWM analizados en el capítulo 6.

7.2 INVERSORES RESONANTES EN SERIE

Los inversores resonantes en serie se basan en la oscilación de corriente resonante. Los componentes resonantes y el dispositivo de conmutación se instalan en serie con la carga para formar un circuito subamortiguado. La corriente a través de los dispositivos de conmutación baja a cero por las características naturales del circuito. Si el elemento de conmutación es un tiristor,

se dice que es autoconmutado. Este tipo de inversor produce una forma de onda aproximadamente senoidal a una alta frecuencia de salida, que va de 200 a 100 kHz, y por lo común se utiliza en aplicaciones de salida relativamente fija (por ejemplo, calefacción por inducción, transmisores de sonar, alumbrado fluorescente o generadores ultrasónicos). Debido a la alta frecuencia de conmutación, el tamaño de los componentes resonantes es pequeño.

Hay varias configuraciones de inversores resonantes en serie, dependiendo de las conexiones de los dispositivos de conmutación y la carga. Los inversores en serie se pueden clasificar en dos categorías:

1. Inversores resonantes en serie con interruptores unidireccionales
2. Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales

Hay tres tipos de inversores resonantes en serie con interruptores unidireccionales: básico, de medio puente y de puente completo. Los tipos de medio puente y puente completo son los que más se utilizan. El análisis del inversor de tipo básico sirve para entender el principio de funcionamiento y se puede aplicar a los otros tipos. Asimismo, los interruptores bidireccionales se pueden usar en los inversores básico, de medio puente y de puente completo, para mejorar la calidad de las formas de onda de entrada y salida.

7.2.1 Inversores resonantes con interruptores unidireccionales

La figura 7.1a muestra el diagrama del circuito de un inversor en serie simple que utiliza dos interruptores transistorizados. Cuando el transistor Q_1 se activa, un pulso de corriente resonante fluye a través de la carga y la corriente baja a cero en el tiempo $t = t_m$ y Q_1 se autoconmuta. El transistor Q_2 activado provoca una corriente resonante inversa a través de la carga y Q_2 también se autoconmuta. El funcionamiento del circuito se puede dividir en tres modos y los circuitos equivalentes se muestran en la figura 7.1b. Las señales de control de compuerta para los transistores y las formas de onda de la corriente en la carga y el voltaje del capacitor se muestran en las figuras 7.1 c, d y e.

El circuito resonante en serie formado por L, C y la carga (supuesta resistiva) debe ser subamortiguado. Es decir,

$$R^2 < \frac{4L}{C} \tag{7.1}$$

Modo 1. Este modo comienza cuando Q_1 se activa y un pulso resonante de corriente fluye a través de Q_1 y la carga. La corriente instantánea de carga para este modo se describe

$$L\frac{di_1}{dt} + Ri_1 + \frac{1}{C}\int i_1 dt + v_{c1}(t = 0) = V_s \tag{7.2}$$

con las condiciones iniciales $i_1(t = 0) = 0$ y $v_{c1}\ (t = 0) = -V_c$. Como el circuito es subamortiguado, la solución de la ecuación (7.2) da

$$i_1(t) = A_1 e^{-tR/2L} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.3}$$

donde ω_r es la frecuencia resonante y

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} \tag{7.4}$$

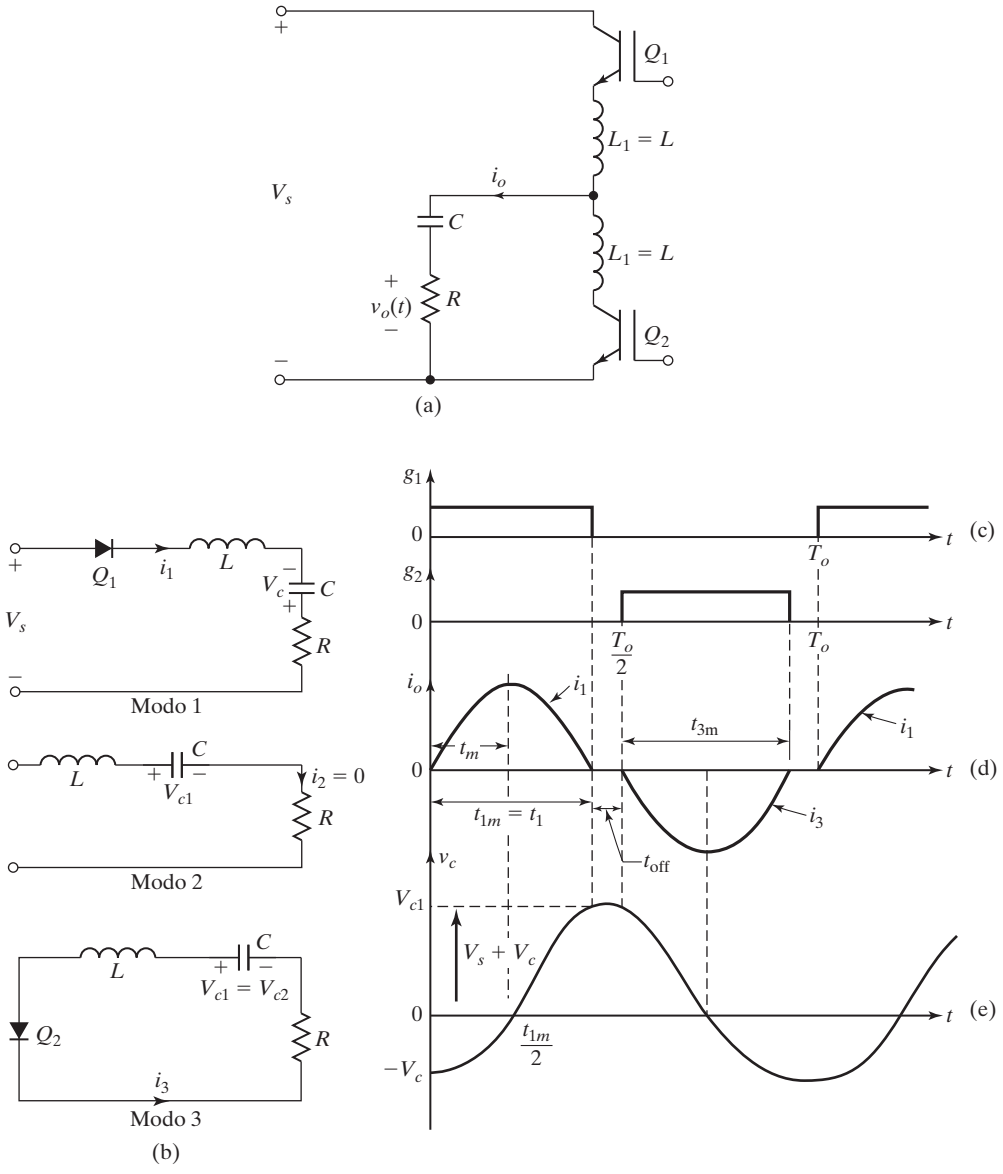


FIGURA 7.1

Inversor resonante en serie básico. (a) Circuito; (b) Circuitos equivalentes; (c) Señales de control de compuerta; (d) Corriente de salida, y (c) Voltaje del capacitor.

La constante A_1 en la ecuación (7.3) se puede evaluar a partir de la condición inicial:

$$\left.\frac{di_1}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} = A_1$$

y

$$i_1(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.5}$$

donde

$$\alpha = \frac{R}{2L} \tag{7.6}$$

El tiempo t_m cuando la corriente $i_1(t)$ en la ecuación (7.5) se vuelve máxima se puede calcular a partir de la condición

$$\frac{di_1}{dt} = 0 \quad \text{o} \quad \omega_r e^{-\alpha t_m} \cos \omega_r t_m - \alpha e^{-\alpha t_m} \operatorname{sen} \omega_r t_m = 0$$

y ésta da

$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\alpha} \tag{7.7}$$

El voltaje del capacitor se calcula con

$$\begin{aligned} v_{c1}(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t)\, dt - V_c \\ &= -(V_s + V_c)\, e^{-\alpha t} (\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r + V_s \end{aligned} \tag{7.8}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_{1\text{m}} (= \pi/\omega)$ y termina cuando $i_1(t)$ se vuelve cero en el tiempo t_{1m}. Al final de este modo,

$$i_1(t = t_{1m}) = 0$$

y

$$v_{c1}(t = t_{1m}) = V_{c1} = (V_s + V_c)\, e^{-\alpha \pi/\omega_r} + V_s \tag{7.9}$$

Modo 2. Durante este modo los transistores Q_1 y Q_2 están apagados. Redefiniendo el origen del tiempo, $t = 0$, al comienzo de este modo, este modo es válido para $0 \le t \le t_{2m}$.

$$i_2(t) = 0, \quad v_{c2}(t) = V_{c1} \quad v_{c2}(t = t_{2m}) = V_{c2} = V_{c1}$$

Modo 3. Este modo comienza cuando Q_2 se enciende y una corriente resonante inversa fluye a través de la carga. Redefinamos el origen del tiempo, $t = 0$, al comienzo de este modo. La corriente de carga se calcula desde

$$L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 + \frac{1}{C} \int i_3\, dt + v_{c3}(t = 0) = 0 \tag{7.10}$$

con las condiciones iniciales $i_3(t = 0) = 0$ y $v_{c3}(t = 0) = -\text{V}_{\text{c2}} = -\text{V}_{\text{c1}}$. La solución de la ecuación (7.10) da

$$i_3(t) = \frac{V_{c1}}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.11}$$

El voltaje del capacitor se calcula desde

$$v_{c3}(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_3(t)\,dt - V_{c1}$$

$$= -V_{c1}e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r \tag{7.12}$$

Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_{3m} = \pi/\omega$, y termina cuando $i_3(t)$ se vuelve cero. Al final de este modo,

$$i_3(t = t_{3m}) = 0$$

y en el estado estable,

$$v_{c3}(t = t_{3m}) = V_{c3} = V_c = V_{c1}e^{-\alpha\pi/\omega_r} \tag{7.13}$$

Las ecuaciones (7.9) y (7.13) dan

$$V_c = V_s\frac{1 + e^{-z}}{e^z - e^{-z}} = V_s\frac{e^z + 1}{e^{2z} - 1} = \frac{V_s}{e^z - 1} \tag{7.14}$$

$$V_{c1} = V_s\frac{1 + e^z}{e^z - e^{-z}} = V_s\frac{e^z(1 + e^z)}{e^{2z} - 1} = \frac{V_s e^2}{e^z - 1} \tag{7.15}$$

donde $z = \alpha\pi/\omega_r$. Sumando V_c de la ecuación (7.14) a V_s se obtiene

$$V_s + V_c = V_{c1} \tag{7.16}$$

La ecuación (7.16) indica que en condiciones de estado permanente, los valores pico de la corriente positiva de la ecuación (7.5) y la corriente negativa de la ecuación (7.11) que fluyen a través de la carga son los mismos.

La corriente de la carga $i_1(t)$ debe ser cero y Q_1 debe apagarse antes de que Q_2 se encienda, de lo contrario se presenta un cortocircuito a través de los transistores y la fuente de cd. Por tanto, el tiempo inactivo disponible $t_{2\text{m}}(= t_{\text{off}})$, conocido como *zona muerta*, debe ser mayor que el tiempo de apagado de los transistores, t_{off}.

$$\frac{\pi}{\omega_o} - \frac{\pi}{\omega_r} = t > t_{\text{off}} \tag{7.17}$$

donde ω_0 es la frecuencia del voltaje de salida en rads por segundo. La ecuación (7.17) indica que la frecuencia de salida máxima posible está limitada a

$$f_o \leq f_{\text{máx}} = \frac{1}{2(t_{\text{off}} + \pi/\omega_r)} \tag{7.18}$$

El circuito del inversor resonante de la figura 7.1a es muy sencillo. Sin embargo, da el concepto básico y describe las ecuaciones características, las cuales se pueden aplicar a otros tipos de inversores resonantes. El flujo de potencia desde la fuente de cd es discontinuo. La fuente de cd

tiene una alta corriente pico y debiera contener ciertos armónicos. Se puede mejorar el inversor básico de la figura 7.1a si los inductores se acoplan estrechamente, como se muestra en la figura 7.2. Cuando Q_1 se enciende y la corriente $i_1(t)$ comienza a subir, el voltaje a través de L_1 es positivo con la polaridad como se muestra. El voltaje inducido en L_2 ahora se suma al voltaje de C, y Q_2 se polariza a la inversa y se puede apagar. El resultado es que el disparo de un transistor apaga al otro, incluso antes de que la corriente de carga llegue a cero.

La desventaja de una alta corriente pulsante suministrada por la fuente de cd se puede solventar con una configuración de medio puente, como se muestra en la figura 7.3, donde $L_1 = L_2$ y $C_1 = C_2$. La potencia se extrae de la fuente de cd durante ambos medios ciclos del voltaje de salida. C_3 o C_2 suministran una mitad de la corriente de carga, y la fuente de cd suministra la otra mitad.

En la figura 7.4 se muestra un inversor de puente completo que permite una mayor potencia de salida. Cuando Q_1 y Q_2 se encienden, una corriente resonante positiva fluye a través de la carga; y cuando Q_3 y Q_4 se encienden fluye una corriente de carga negativa. La corriente de suministro es continua, pero pulsante.

La frecuencia resonante y la zona muerta disponible dependen de la carga y por eso los inversores resonantes son más adecuados para aplicaciones de carga fija. La carga (o resistor R) del inversor también se podría conectar en paralelo con el capacitor.

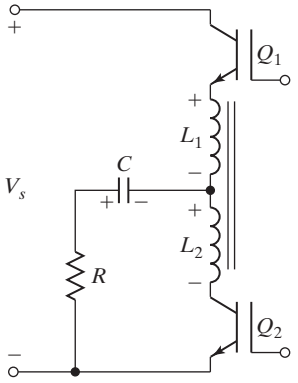


FIGURA 7.2
Inversor resonante en serie con inductores acoplados.

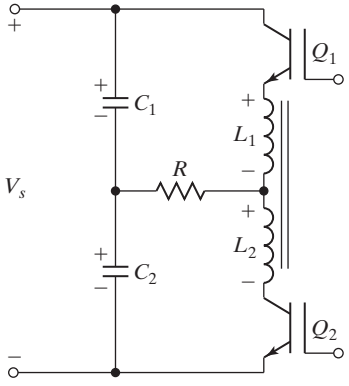


FIGURA 7.3
Inversor resonante en serie de medio puente.

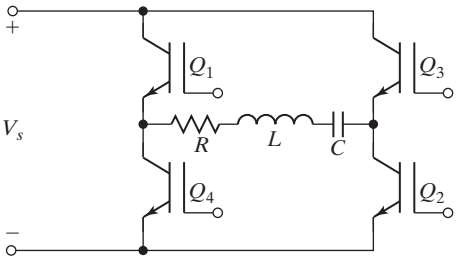


FIGURA 7.4
Inversor resonante en serie de puente completo.

Selección del dispositivo y requerimientos de control de compuerta. Los transistores se pueden reemplazar por transistores bipolares de unión (BJT), transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico (MOSFET), transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT), o por tiristores de apagado por compuerta (GTO) o simplemente tiristores. Sin embargo, la selección del dispositivo depende de los requerimientos de potencia de salida y frecuencia. Por lo común los tiristores tienen capacidades de voltaje y corriente más altas que los transistores, los cuales, sin embargo, pueden funcionar a frecuencias más altas que los tiristores.

Los tiristores requieren sólo una señal pulsante de control de compuerta para encenderse y se apagan naturalmente al final de la oscilación de medio ciclo en el tiempo $t = t_{1m}$. Los transistores, sin embargo, requieren un pulso de compuerta continuo. El ancho de pulso t_{ap} del primer transistor Q_1 debe satisfacer la condición $t_{1m} < t_{ap} < T_o/2$ de modo que la oscilación resonante pueda completar su medio ciclo antes de que el siguiente transistor Q_2 se encienda en el tiempo $t = T_o/2$ ($> t_{1m}$).

Ejemplo 7.1 Análisis del inversor resonante básico

El circuito resonante en serie de la figura 7.2 tiene $L_1 = L_2 = L = 50\ \mu\text{H}$, $C = 6\ \mu\text{F}$, y $R = 2\ \Omega$. El voltaje de entrada de cd es $V_s = 220\ \text{V}$ y la frecuencia del voltaje de salida es $f_o = 7\ \text{kHz}$. El tiempo de apagado de los transistores es $t_{\text{off}} = 10\ \mu\text{s}$. Determine (a) el tiempo de apagado t_{off} (o circuito) disponible; (b) la frecuencia máxima permisible $f_{\text{máx}}$; (c) el voltaje pico a pico del capacitor V_{pp}, y (d) la corriente de carga pico I_p. Grafique la corriente instantánea de carga $i_o(t)$, el voltaje del capacitor $v_c(t)$, y la corriente de suministro de cd $i_s(t)$. Calcule (f) la corriente rms de carga I_o; (g) la potencia de salida P_o; (h) la corriente de suministro promedio I_s, e (i) las corrientes promedio, pico y rms de transistor.

Solución

$V_s = 220\ \text{V}$, $C = 6\ \mu\text{F}$, $L = 50\ \mu\text{H}$, $R = 2\ \Omega$, $f_o = 7\ \text{kHz}$, $t_q = 10\ \mu\text{s}$ y $\omega_o = 2\pi \times 7000 = 43{,}982\ \text{rad/s}$. Según la ecuación (7.4),

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} = \left(\frac{10^{12}}{50 \times 6} - \frac{2^2 \times 10^{12}}{4 \times 50^2}\right)^{1/2} = 54{,}160\ \text{rad/s}$$

La frecuencia resonante es $f_r = \omega_r/2\pi = 8619.8\ \text{Hz}$, $T_r = 1/f_r = 116\ \mu\text{s}$. Por la ecuación (7.6), $\alpha = 2/(2 \times 50 \times 10^{-6}) = 20{,}000$.

a. De la ecuación (7.17),

$$t_{\text{off}} = \frac{\pi}{43{,}982} - \frac{\pi}{54{,}160} = 13.42\ \mu\text{s}$$

b. De la ecuación (7.18), la frecuencia máxima posible es

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{2(10 \times 10^{-6} + \pi/54{,}160)} = 7352\,\text{Hz}$$

c. Según la ecuación (7.14),

$$V_c = \frac{V_s}{e^{\alpha\pi/\omega r} - 1} = \frac{220}{e^{20\pi/54.16} - 1} = 100.4\,\text{V}$$

Con la ecuación (7.16), $V_{c1} = 220 + 100.4 = 320.4$ V. El voltaje pico a pico del capacitor es $V_{pp} = 100.4 + 320.4 = 420.8$ V.

d. De la ecuación (7.7) la corriente pico de carga, que es la misma que la corriente pico de suministro, se presenta en el tiempo

$$t_m = \frac{1}{\omega_r}\tan^{-1}\frac{\omega_r}{\alpha} = \frac{1}{54{,}160}\tan^{-1}\frac{54.16}{20} = 22.47\ \mu\text{s}$$

y la ecuación (25) de la corriente pico de carga como

$$i_1(t = t_m) = I_p = \frac{320.4}{0.05416 \times 50}e^{-0.02 \times 22.47}\,\text{sen}(54{,}160 \times 22.47 \times 10^{-6}) = 70.82\,\text{A}$$

e. Las gráficas de $i(t, v_c(t)$ e $i_s(t)$ se muestran en la figura 7.5.

f. La corriente rms de carga se determina con las ecuaciones (7.5) y (7.11) mediante un método numérico y el resultado es

$$I_o = \left[2f_o\int_0^{T_r/2} i_0^2(t)\,dt\right]^{1/2} = 44.1\,\text{A}$$

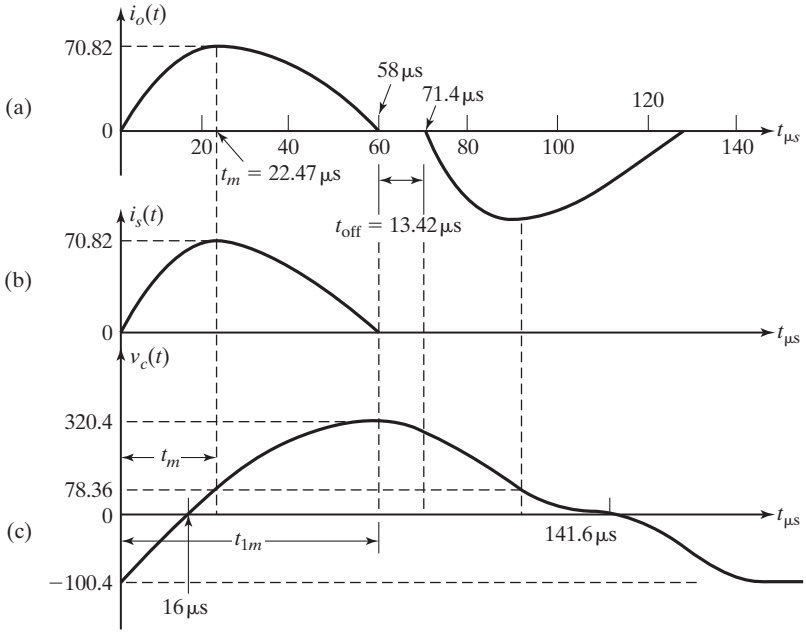


FIGURA 7.5

Formas de onda del ejemplo 7.1. (a) Corriente de salida; (b) corriente de suministro de entrada, y (c) voltaje del capacitor.

g. La potencia de salida $P_o = 44.1^2 \times 2 = 3889$ W.

h. La corriente de suministro promedio $I_s = 3889/220 = 17.68$ A.

i. La corriente promedio del transistor es

$$I_A = f_o \int_0^{T_r/2} i_0(t)\, dt = 17.68\,\text{A}$$

La corriente pico del transistor es $I_{pico} = I_p = 70.82$ A, y la corriente efectiva (rms) del transistor es $I_R = I_o/\sqrt{2} = 44.1/\sqrt{2} = 31.18\,\text{A}$.

Ejemplo 7.2 Análisis del inversor resonante de medio puente

El inversor resonante de medio puente de la figura 7.3 funciona a una frecuencia de salida, $f_o = 7$ Khz. Si $C_1 = C_2 = C = 3$ μF, $L_1 = L_2 = L = 50$ μH, $R = 2\ \Omega$ y $V_s = 220$ V, determine (a) la corriente pico de suministro I_{ps}, (b) la corriente promedio del transistor I_A y (c) la corriente rms del transistor I_R.

Solución

$V_s = 220$ V, $C = 3$ μHF, $L = 50$ μH, $R = 2\ \Omega$ y $f_o = 7$ kHz. La figura 7.6a muestra el circuito equivalente cuando el transistor Q_1 está conduciendo y el Q_2 está apagado. Los capacitores C_1 y C_2 se cargan al inicio a $V_{c1}(= V_s + V_c)$ y V_c, respectivamente, con las polaridades que se muestran, en condiciones estables. Como $C_1 = C_2$, la corriente de carga se comparte equitativamente entre C_1 y la fuente de cd, como se muestra en la figura 7.6b.

La figura 7.6c muestra el circuito equivalente cuando el transistor Q_2 está conduciendo y el Q_1 está apagado. Los capacitores C_1 y C_2 se cargan al inicio a V_{c1} y $V_s - V_{c1}$, respectivamente, con las polaridades mostradas. La corriente de carga se reparte de manera equitativa entre C_1 y C_2 como se muestra en la figura 7.6d, que una vez simplificada es la figura 7.6e.

Considerando el lazo formado por C_2, la fuente de cd, L, y la carga, la corriente instantánea de carga se puede describir (según la figura 7.6b) por

$$L\frac{di_o}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{2C_2}\int i_o\, dt + v_{c2}(t = 0) - V_s = 0 \tag{7.19}$$

con las condiciones iniciales $i_0(t = 0)$ y $v_{c2}(t = 0) = -V_c$. Para una condición subamortiguada y $C_1 = C_2 = C$, la ecuación (7.5) es aplicable:

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.20}$$

donde la capacitancia efectiva es $C_e = C_1 + C_2 = 2\,C$ y

$$\omega_r = \left(\frac{1}{2LC_2} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{1/2} \tag{7.21}$$

$$= \left(\frac{10^{12}}{2 \times 50 \times 3} - \frac{2^2 \times 10^{12}}{4 \times 50^2}\right)^{1/2} = 54{,}160\,\text{rad/s}$$

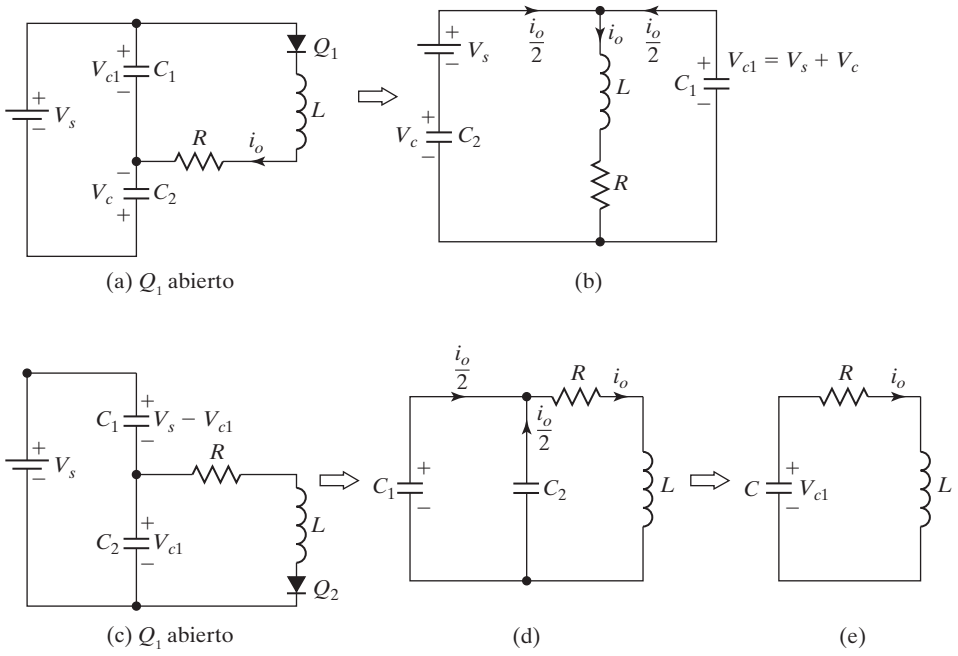


FIGURA 7.6

Circuito equivalente para el ejemplo 7.2. (a) Cuando el interruptor S_1 está abierto y el S_2 está cerrado; (b) Simplificado (a); (c) Cuando el interruptor S_1 está cerrado y el S_2 está abierto; (d) Simplificado (c), y (e) aún más simplificado (c).

El voltaje a través del capacitor C_2 se puede expresar como

$$v_{c2}(t) = \frac{1}{2C_2}\int_0^t i_0(t)\,dt - V_c \tag{7.22}$$

$$= -(V_s + V_c)e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r + V_s$$

a. Como la frecuencia resonante es igual a la del ejemplo 7.1, los resultados del ejemplo 7.1 son válidos, siempre que la capacitancia equivalente sea $C_e = C_1 + C_2 = 6\ \mu$F. Del ejemplo 7.1, $V_c = 100.4$ V, $t_m = 22.47\ \mu$s, e $I_o = 44.1$ A. Según la ecuación (7.20) la corriente pico de carga es $I_p = 70.82$ A. La corriente pico de suministro, que es la mitad de la corriente pico de carga, es $I_p = 70.82/2 = 35.41$ A.

b. La corriente promedio en el transistor es $I_A = 17.68$ A

c. La corriente rms en el transistor es $I_R = I_o/\sqrt{2} = 31.18$ A.

Nota: para la misma potencia y frecuencia resonante, las capacitancias de C_1 y C_2 en la figura 7.3 deben ser la mitad de las de las figuras 7.1 y 7.2. La corriente pico de suministro se vuelve la mitad. El análisis de inversores en serie de puente completo es similar al del inversor en serie básico de la figura 7.1a. Es decir, $i_3(t) = i_1(t) = (V_s + V_c)/(\omega_r L)e^{-\alpha t}\operatorname{sen}(\omega_r t)$ en condiciones de estado estable.

7.2.2 Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales

Para los inversores resonantes con interruptores unidireccionales, los dispositivos de potencia deben activarse en cada medio ciclo del voltaje de salida. Esto limita la frecuencia del inversor y la cantidad de energía transferida de la fuente a la carga. Además, los dispositivos se someten a un alto voltaje pico inverso.

El desempeño de los inversores en serie puede mejorar considerablemente conectando un diodo en antiparalelo a través de un dispositivo, como se muestra en la figura 7.7a. Cuando el dispositivo Q_1 se activa fluye un pulso de corriente resonante y Q_2 se autoconmuta en el instante $t = t_1$. Sin embargo, la oscilación resonante continúa a través del diodo D_1 hasta que la corriente baja de nuevo a cero al final de un ciclo. En las figuras 7.7b y c se muestran la forma de onda de la corriente de carga y los intervalos de conducción de los dispositivos de potencia.

Si el tiempo de conducción del diodo es mayor que el de desactivación del dispositivo, no se requiere una zona muerta y la frecuencia de salida f_o es la misma que la frecuencia resonante.

$$f_o = f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} \tag{7.23}$$

donde f_r es la frecuencia resonante del circuito en serie en hertz. El tiempo de conmutación mínimo t_{sw} consiste en el tiempo de retardo, el tiempo de subida, el tiempo de caída y el tiempo de almacenamiento, es decir, $t_{sw} = t_d + t_r + t_f + t_s$. Por consiguiente, la frecuencia máxima del inversor está dada por

$$f_{s(\text{máx})} = \frac{1}{2t_{sw}} \tag{7.24}$$

y f_o debe ser menor que $f_{s(\text{máx})}$.

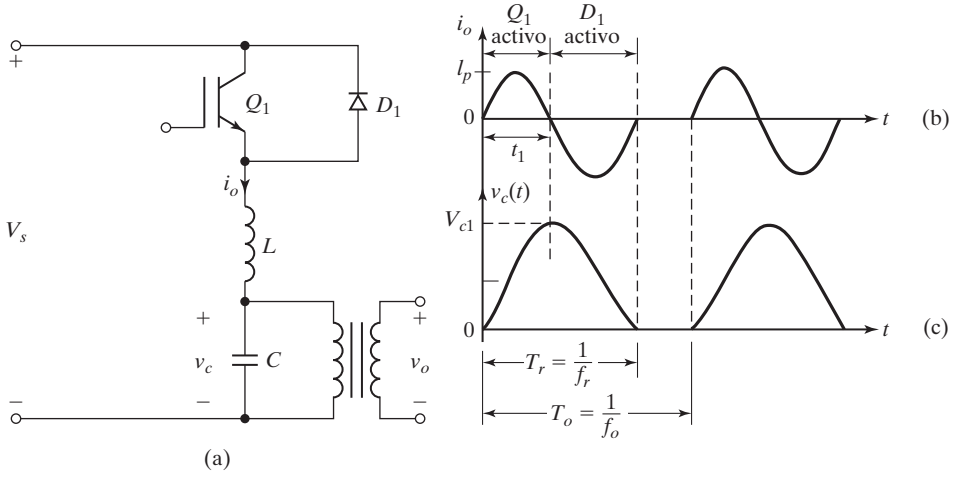


FIGURA 7.7

Inversor resonante en serie básico con interruptores bidireccionales. (a) Circuito; (b) Corriente de salida, y (c) Voltaje del capacitor.

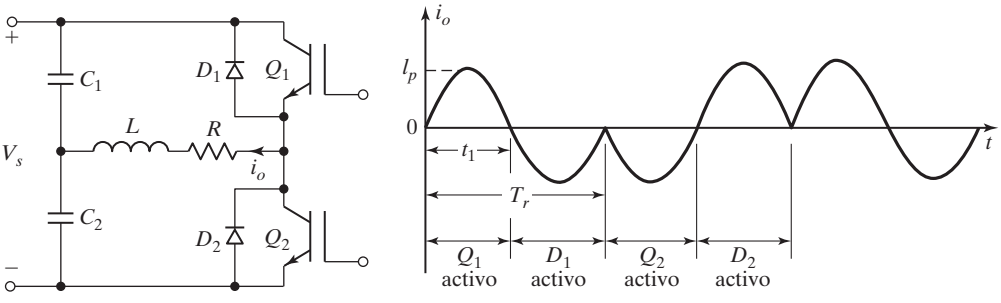
Si el dispositivo de conmutación es un tiristor y t_{off} es el tiempo de apagado, entonces la frecuencia máxima del inversor está dada por

$$f_{s(\text{máx})} = \frac{1}{2t_{sw}} \tag{7.25}$$

Si el interruptor se implementa con un tiristor, cualquier inductancia parásita ocasionada por un lazo interno debe minimizarse. El diodo D_1 se debe conectar lo más cerca posible del tiristor y los hilos de conexión lo más corto posibles para reducir cualquier inductancia parásita en el lazo formado por T_1 y D_1. Un convertidor basado en un tiristor requerirá consideraciones especiales de diseño. Como el voltaje inverso durante el tiempo de recuperación del tiristor T_1 ya es bajo, típicamente de 1 V, cualquier inductancia en la trayectoria del diodo reduciría el voltaje inverso neto a través de las terminales de T_1, y quizá éste no se apague. Para solventar este problema, se suele utilizar un *tiristor de conducción inversa* (RCT), el cual se forma integrando un tiristor asimétrico y un diodo de recuperación rápida en sola oblea de silicio, y los RCT son ideales para inversores resonantes en serie.

En la figura 7.8a se muestra el diagrama del circuito de la versión de medio puente, y la forma de onda de la corriente de carga y los intervalos de conducción de los dispositivos de potencia se muestran en la figura 7.8b. La configuración de puente completo se muestra en la figura 7.9a. Los inversores pueden funcionar en dos modos distintos; no traslapados y traslapados. En el modo de no traslapado, el encendido de un dispositivo transistorizado se retarda hasta que se completa la última oscilación de corriente a través de un diodo, como aparece en la figura 7.8b. En un modo de traslapado se enciende un dispositivo mientras que la corriente en el diodo de la otra parte aún está conduciendo, como se muestra en la figura 7.9b. Aunque el funcionamiento en traslapado aumenta la frecuencia de salida, la potencia de salida se incrementa.

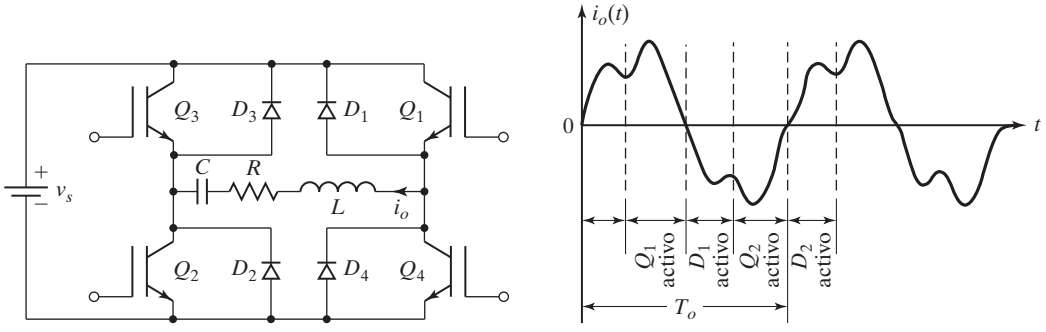
La frecuencia máxima de los inversores de tiristor se limita por los requerimientos de apagado o conmutación de los tiristores, típicamente de 12 a 20 μs, en tanto que los transistores sólo requieren un microsegundo o menos. El inversor transistorizado puede funcionar a la frecuencia resonante. En la figura 7.10 se muestra un inversor de medio puente transistorizado con una carga conectada por un transformador. El transistor Q_2 se puede encender casi al instante posterior al apagado del transistor Q_1.



(a) Circuito (b) Forma de onda de la corriente en la carga

FIGURA 7.8

Inversores en serie de medio puente con interruptores bidireccionales.



(a) Circuito (b) Forma de onda de la corriente en la carga

FIGURA 7.9

Inversores en serie de medio puente con interruptores bidireccionales.

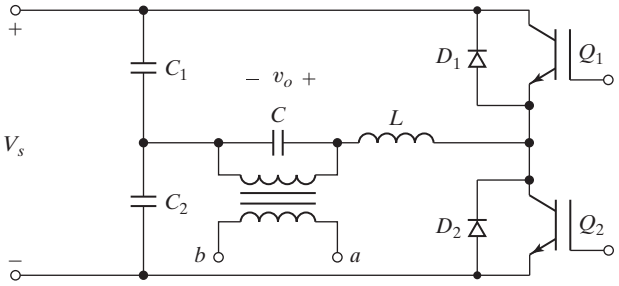


FIGURA 7.10

Inversor resonante transistorizado de medio puente.

Ejemplo 7.3 Cómo determinar las corrientes y voltajes de un inversor resonante simple

El inversor resonante de la figura 7.7a tiene $C = 2\ \mu F$, $L = 20\ \mu H$, $R = \infty$, y $V_s = 220$ V. El tiempo de conmutación del transistor es $t_{sw} = 12\ \mu s$. La frecuencia de salida es $f_o = 20$ kHz. Determine (a) la corriente pico de suministro I_p; (b) la corriente promedio en el dispositivo I_A; (c) la corriente rms en el dispositivo I_R; (d) el voltaje pico a pico en el capacitor V_{pp}; (e) la frecuencia de salida máxima permisible $f_{máx}$, y (f) la corriente promedio de suministro I_s.

Solución

Cuando el dispositivo Q_1 se activa la corriente se describe como

$$L\frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C}\int i_0\,dt + v_c(t = 0) = V_s$$

con las condiciones iniciales $i_0(t = 0) = 0$, $v_c\ (t = 0) = V_c = 0$. Despejando la corriente se obtiene

$$i_0(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}\ \omega_r t \tag{7.26}$$

y el voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = V_s(1 - \cos\omega_r t) \tag{7.27}$$

donde

$$\omega_r = 1/\sqrt{LC}$$

$$\omega_r = \frac{10^6}{\sqrt{20 \times 2}} = 158{,}114\,\text{rad/s} \quad \text{y} \quad f_r = \frac{158{,}114}{2\pi} = 25{,}165\,\text{Hz}$$

$$T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{25{,}165} = 39.74\,\mu\text{s} \quad t_1 = \frac{T_r}{2} = \frac{39.74}{2} = 19.87\,\mu\text{s}$$

En $\omega_r t = \pi$,

$$v_c(\omega_r t = \pi) = V_{c1} = 2V_s = 2 \times 220 = 440\,\text{V}$$
$$v_c(\omega_r t = 0) = V_c = 0$$

a. $I_p = V_s\sqrt{C/L} = 220\sqrt{2/20} = 69.57\,\text{A}$.

b. $I_A = f_o \int_0^{\pi} I_p \operatorname{sen}\theta\, d\theta = I_p f_o/(\pi f_r) = 69.57 \times 20{,}000/(\pi \times 25{,}165) = 17.6\,\text{A}$

c. $I_R = I_p\sqrt{f_o t_1/2} = 69.57\sqrt{20{,}000 \times 19.87 \times 10^{-6}/2} = 31.01\,\text{A}$.

d. El voltaje pico a pico del capacitor es $V_{pp} = V_{c1} - V_c = 440$ V.

e. Según la ecuación (7.24), $f_{\text{máx}} = 10^6/(2 \times 12) = 41.67$ kHz.

f. Como no hay pérdida de potencia en el circuito, $I_s = 0$.

Ejemplo 7.4 Análisis del inversor resonante de medio puente con interruptores bidireccionales

El inversor resonante de medio puente de la figura 7.8a funciona en una frecuencia de $f_o = 3.5$ kHz. Si $C_1 = C_2 = C = 3\,\mu\text{F}$, $L_1 = L_2 = L = 50\,\mu\text{H}$, $R = 2\,\Omega$, y $V_s = 220$ V, determine (a) la corriente pico de suministro I_p; (b) la corriente promedio en el dispositivo I_A; (c) la corriente rms en el dispositivo I_R; (d) la corriente rms en la carga I_o, y (e) la corriente promedio de suministro I_s.

Solución

$V_s = 220$ V, $C_e = C_1 + C_2 = 6\,\mu\text{F}$, $L = 50\,\mu\text{H}$, $R = 2\,\Omega$, y $f_o = 3500$ Hz. El análisis de este inversor es semejante al del inversor de la figura 7.3. En vez de dos pulsos de corriente, hay cuatro pulsos en un ciclo completo del voltaje de salida con un pulso a través de cada uno de los dispositivos Q_1, D_1, Q_2 y D_2. Se puede aplicar la ecuación (7.20). Durante el medio ciclo positivo, la corriente fluye a través de Q_1 y durante el medio ciclo negativo la corriente fluye a través de D_1. En un control no traslapado hay dos ciclos resonantes durante todo el periodo de la frecuencia de salida f_o. Según la ecuación (7.21),

$$\omega_r = 54{,}160\,\text{rad/s} \quad f_r = \frac{54{,}160}{2\pi} = 8619.9\,\text{Hz}$$
$$T_r = \frac{1}{8619.9} = 116\,\mu\text{s} \quad t_1 = \frac{116}{2} = 58\,\mu\text{s}$$
$$T_0 = \frac{1}{3500} = 285.72\,\mu\text{s}$$

El periodo de inactividad de la corriente en la carga es

$$t_d = T_0 - T_r = 285.72 - 116 = 169.72\,\mu\text{s}$$

Como t_d es mayor que cero, el inversor funcionaría en el modo de no traslapado. Por la ecuación (7.14), $V_c = 100.4$ V y $V_{c1} = 220 + 100.4 = 320.4$ V.

a. De la ecuación (7.7),

$$t_m = \frac{1}{54{,}160} \tan^{-1} \frac{54{,}160}{20{,}000} = 22.47\,\mu s$$

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t$$

y la corriente pico en la carga es $I_p = i_0(t = t_m) = 70.82$ A.

b. Un dispositivo conduce desde el tiempo t_1. La corriente promedio en el dispositivo se calcula a partir de

$$I_A = f_o \int_0^{t_1} i_0(t)\, dt = 8.84\,A$$

c. La corriente rms en el dispositivo es

$$I_R = \left[f_o \int_0^{r_1} i_0^2(t)\, dt \right]^{1/2} = 22.05A$$

d. La corriente rms en la carga es $I_o = 2I_R = 2 \times 22.05 = 44.1$ A

e. $P_o = 44.1^2 \times 2 = 3889$ W y la corriente promedio de suministro es $I_s = 3889/220 = 17.68$ A.

Nota: con interruptores bidireccionales, las capacidades de corriente de los dispositivos se reducen. Con la misma potencia de salida, la corriente promedio en el dispositivo es de la mitad y la corriente rms es $1/\sqrt{2}$ de la de un inversor con interruptores unidireccionales.

Ejemplo 7.5 Análisis del inversor resonante de puente completo con interruptores bidireccionales

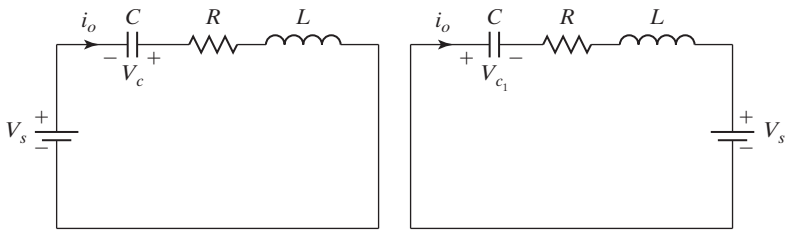
El inversor resonante de puente completo de la figura 7.9a funciona a una frecuencia $f_o = 3.5$ kHz. Si $C = 6$ μF, $L = 50$ μH, $R = 2\ \Omega$, y $V_s = 220$ V, determine (a) la corriente pico de suministro I_p; (b) la corriente promedio en el dispositivo I_A;(c) la corriente rms en el dispositivo I_R; (d) la corriente rms en la carga I_o, y (e) la corriente promedio de suministro I_s.

Solución

$V_s = 220$ V, $C = 6$ μF, $L = 50$ μH, $R = 2\ \Omega$, y $f_o = 3500$ Hz. Por la ecuación (7.21), $\omega_r = 54{,}160$ rad/s, $f_r = 54{,}160/(2\pi) = 8619.9$ Hz, $\alpha = 20{,}000$, $T_r = 1/8619.9 = 116$ μs, $t_1 = 116/2 = 58$ μs, y $T_0 = 1/3500 = 285.72$ μs. El periodo inactivo de la corriente en la carga es $t_d = T_0 - T_r = 285.72 - 116 = 169.72$ μs, y el inversor funcionaría en el modo de no traslapado.

Modo 1. Este modo comienza cuando Q_1 y Q_2 se activan. Una corriente resonante fluye a través de Q_1, Q_2, la carga y la fuente. El circuito equivalente durante el modo 1 se muestra en la figura 7.11a con un voltaje inicial en el capacitor indicado. La corriente instantánea se describe por

$$L \frac{di_0}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{C} \int i_0\, dt + v_c(t = 0) = V_s$$



(a) Modo 1 (b) Modo 2

FIGURA 7.11

Circuitos equivalentes durante los modos de un inversor resonante de puente completo.

con las condiciones iniciales $i_0(t = 0) = 0$, $v_{c1}(t = 0) = -V_c$, y la solución para la corriente da

$$i_0(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.28}$$

$$v_c(t) = -(V_s + V_c) e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t) + V_s \tag{7.29}$$

Los dispositivos Q_1 y Q_2 se desactivan en el tiempo $t_1 = \pi/\omega_r$, cuando $i_1(t)$ se vuelve cero.

$$V_{c1} = v_c(t = t_1) = (V_s + V_c) e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{7.30}$$

Modo 2. Este modo comienza cuando Q_3 y Q_4 se activan. Una corriente resonante inversa fluye a través de Q_3, Q_4, la carga y la fuente. El circuito equivalente durante el modo 2 se muestra en la figura 7.11b con un voltaje inicial en el capacitor indicado. La corriente instantánea en la carga se describe por

$$L \frac{di_0}{dt} + Ri_0 + \frac{1}{C} \int i_0 \, dt + v_c(t = 0) = -V_s$$

con las condiciones iniciales $i_2(t = 0) = 0$ y $v_c(t = 0) = V_{c1}$, y la solución para la corriente da

$$i_0(t) = -\frac{V_s + V_{c1}}{\omega_r L} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.31}$$

$$v_c(t) = (V_s + V_{c1}) e^{-\alpha t}(\alpha \operatorname{sen} \omega_r t + \omega_r \cos \omega_r t)/\omega_r - V_s \tag{7.32}$$

Los dispositivos Q_3 y Q_4 se desactivan en el tiempo $t_1 = \pi/\omega_r$, cuando $i_0(t)$ se vuelve cero,

$$V_c = -v_c(t = t_1) = (V_s + V_{c1}) e^{-\alpha\pi/\omega_r} + V_s \tag{7.33}$$

Despejando V_c y V_{c1} de las ecuaciones (7.30) y (7.33) resulta

$$V_c = V_{c1} = V_s \frac{e^z + 1}{e^z - 1} \tag{7.34}$$

donde $z = \alpha\pi/\omega_r$, Para $z = 20{,}000\pi/54{,}160 = 1.1601$, la ecuación (7.34) da $V_c = V_{c1} = 420.9$ V.

a. Según la ecuación (7.7)

$$t_m = \frac{1}{54{,}160} \tan^{-1} \frac{54{,}160}{20{,}000} = 22.47 \, \mu\text{s}$$

De la ecuación (7.28), la corriente pico en la carga es $I_p = i_0(t = t_m) = 141.64$ A.

b. Un dispositivo conduce desde el tiempo t_1. La corriente promedio en el dispositivo se calcula por la ecuación (7.28):

$$I_A = f_o \int_0^{t_1} i_0(t)\, dt = 17.68\,\text{A}$$

c. La corriente rms en el dispositivo se calcula por la ecuación (7.28):

$$I_R = \left[f_o \int_0^{t_1} i_0^2(t)\, dt \right]^{1/2} = 44.1\,\text{A}$$

d. La corriente rms en la carga es $I_o = 2I_R = 2 \times 44.1 = 88.2$ A.

e. $P_o = 88.2^2 \times 2 = 15.556$ W y la corriente promedio de suministro es $I_s = 15{,}556/220 = 70.71$ A.

Nota: con los mismos parámetros de circuito, la potencia de salida es cuatro veces, y las corrientes en los dispositivos son dos veces las de un inversor de medio puente.

Puntos clave de la sección 7.2

- Con los mismos parámetros de circuito, la potencia de salida de un inversor de puente completo es cuatro veces y las corrientes en el dispositivo son dos veces las de un inversor de medio puente. Para la misma potencia de salida, la corriente promedio en el dispositivo de un inversor con interruptores bidireccionales es la mitad de la de un inversor con interruptores unidireccionales. Por tanto, se suelen utilizar los inversores de medio puente y de puente completo con interruptores bidireccionales.
- El inversor básico de la figura 7.1a describe las características de un inversor de medio puente y el ejemplo 7.5 describe las de un inversor de puente completo.

7.3 RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE INVERSORES RESONANTES EN SERIE

Observemos por las formas de onda de las figuras 7.7b y 7.8b que variando la frecuencia de conmutación $f_s (= f_o)$ se puede variar el voltaje de salida. La respuesta a la frecuencia de la ganancia de voltaje exhibe las limitaciones de la ganancia en función de las variaciones de la frecuencia [2]. Hay tres conexiones posibles de la resistencia de carga R en relación con los componentes resonantes: (1) en serie; (2) en paralelo, y (3) en combinación en serie-paralelo.

7.3.1 Respuesta de frecuencia para carga en serie

En las figuras 7.4, 7.8 y 7.9a, la resistencia de carga R forma un circuito en serie con los componentes resonantes L y C. El circuito equivalente se muestra en la figura 7.12a. El voltaje de entrada v_c es una onda cuadrada cuyo componente fundamental pico es $V_{i(\text{pico})} = 4V_s/\pi$, y su valor rms es $V_i = 4V_s/\sqrt{2}\pi$. Con la regla divisora de voltaje en el dominio de frecuencia, la ganancia de voltaje del circuito resonante en serie está dada por

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega L/R - j/(\omega CR)}$$

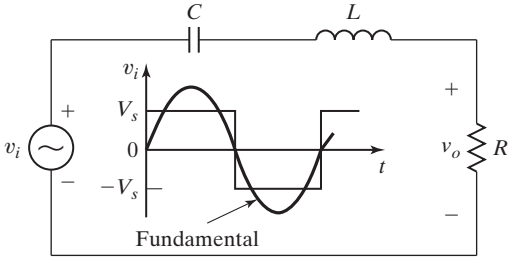
Sea $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ la frecuencia resonante, y sea $Q_s = \omega_0 L/R$ el factor de calidad. Sustituyendo L, C y R en función de Q_s y ω_0, obtenemos

$$G(j\omega) = \frac{v_o}{v_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_s(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{1}{1 + jQ_s(u - 1/u)}$$

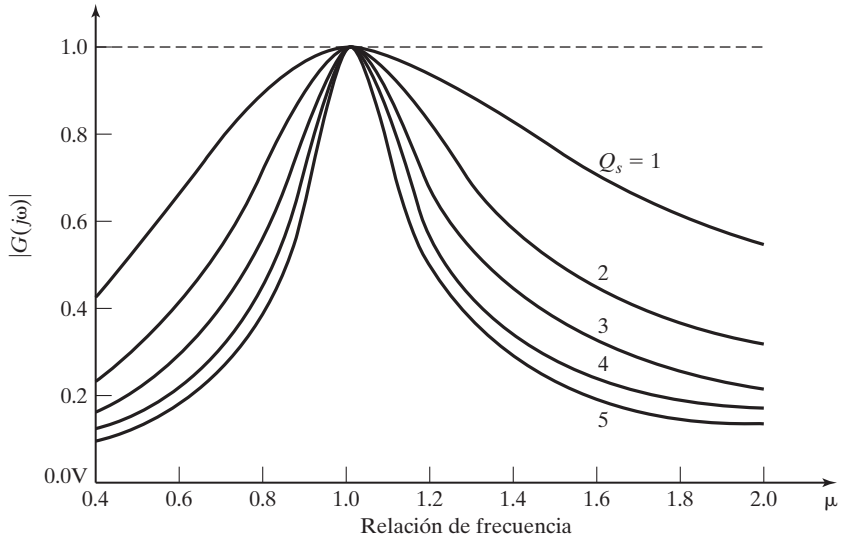
donde $u = \omega/\omega_0$. La magnitud de $G(j\omega)$ se calcula por

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{[1 + Q_s^2(u - 1/u)^2]^{1/2}} \tag{7.35}$$

La figura 7.12b muestra la gráfica de la magnitud de la ecuación (7.35) para $Q_s = 1$ a 5. Para un voltaje de salida continuo, la frecuencia de conmutación debe ser mayor que la frecuencia resonante f_0.



(a) Circuito con carga en serie



(b) Respuesta a la frecuencia

FIGURA 7.12

Respuesta de frecuencia para carga en serie.

Si el inversor funciona próximo a la resonancia y se presenta un cortocircuito en la carga, la corriente sube a un alto valor, en especial a una alta carga en la corriente. Sin embargo, la corriente de salida se puede controlar elevando la frecuencia de conmutación. La corriente a través de los dispositivos de conmutación decrece a medida que la corriente de carga disminuye, y de este modo se tienen menores pérdidas en estado de conducción y una alta eficiencia a carga parcial. El inversor en serie es más adecuado para aplicaciones de alto voltaje y baja corriente. La salida máxima se presenta en resonancia, y la ganancia máxima para $u = 1$ es $|G(j\omega)|_{\text{máx}} = 1$.

En condiciones sin carga, $R = \infty$ y $Q_s = 0$. Por consiguiente, la curva sería simplemente una línea horizontal. Es decir, para que $Q_s = 1$, la característica tiene una mala "selectividad" y el voltaje de salida cambia significativamente de las condiciones sin carga a las condiciones de carga completa, y por consiguiente la regulación es deficiente. Por lo común el inversor resonante se utiliza en aplicaciones que requieren sólo un voltaje de salida fijo. Sin embargo, se pueden obtener algunas regulaciones en la condición sin carga mediante el control de la relación de tiempos a frecuencias menores que la frecuencia resonante (por ejemplo, en la figura 7.8b). Este tipo de control tiene dos desventajas: (1) limita qué tanto se puede variar la frecuencia de operación hacia arriba o hacia abajo de la frecuencia de resonancia, y (2) porque un bajo factor Q requiere un gran cambio de frecuencia para obtener un amplio rango de control del voltaje de salida.

Ejemplo 7.6 Cómo determinar los valores de *L* y *C* para un inversor resonante con carga en serie para producir una determinada potencia de salida

El inversor resonante en serie de la figura 7.8a con una carga en serie suministra una potencia de carga de $P_L = 1$ kW en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 10\ \Omega$. La frecuencia resonante es $f_0 = 20$ kHz. Determine (a) el voltaje de entrada de cd V_s; (b) el factor de calidad Q_s si se requiere para reducir la potencia de carga a 250 W mediante control de frecuencia, de modo que $u = 0.8$; (c) el inductor L, y (d) el capacitor C.

Solución

a. Como en resonancia $u = 1$ y $|G(j\omega)|_{\text{máx}} = 1$, el voltaje fundamental pico de carga es $V_p = V_{i(\text{pico})} = 4V_s/\pi$.

$$P_L = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{4^2 V_s^2}{2R\pi^2} \quad \text{o} \quad 1000 = \frac{4^2 V_s^2}{2\pi^2 \times 10}$$

que da $V_s = 110$ V.

b. Para reducir la potencia de la carga por un factor de (1000/250 =) 4, la ganancia de voltaje se debe reducir en 2 en $u = 0.8$. Es decir, por la ecuación (7.35) obtenemos $1 + Q_s^2 (u - 1/u)^2 = 2^2$, que da $Q_s = 3.85$

c. Q_s se define por

$$Q_s = \frac{\omega_0 L}{R}$$

o

$$3.85 = \frac{2\pi \times 20\,\text{kHz} \times L}{10}$$

lo cual da $L = 306.37\ \mu$H.

d. $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ o $20\,\text{kHz} - 1/[2\pi\sqrt{(306.37\,\mu\text{H} \times C)}]$, que da $C = 0.2067\ \mu$F.

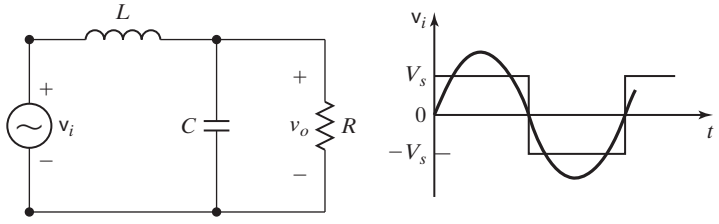
7.3.2 Respuesta de frecuencia para carga en paralelo

Con la carga conectada a través del capacitor C directamente (o mediante un transformador), como se muestra en la figura 7.7a, el circuito equivalente se muestra en la figura 7.13a. Utilizando la regla divisora del voltaje en el dominio de frecuencia, la ganancia de voltaje está dada por

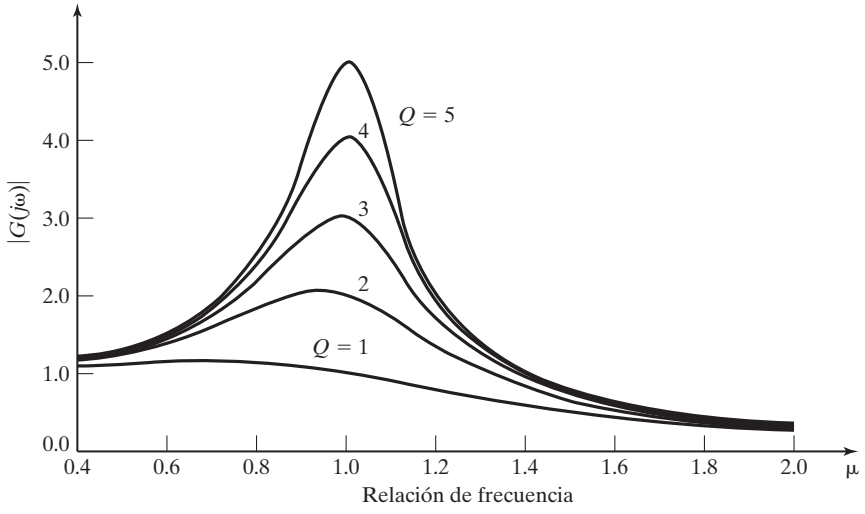
$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega L/R}$$

Sea $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ la frecuencia resonante, y sea $Q = 1/Q_s = R/\omega_o L$ el factor calidad. Sustituyendo L, C y R en función de Q y ω_o, obtenemos

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{[1 - (\omega/\omega_o)^2] + j(\omega/\omega_o)/Q} = \frac{1}{(1 - u^2) + ju/Q}$$



(a) Carga en paralelo



(b) Respuesta de frecuencia

FIGURA 7.13

Respuesta de frecuencia para carga en serie-paralelo.

donde $u = \omega/\omega_o$. La magnitud de $G(j\omega)$ se determina a partir de

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{[(1 - u^2)^2 + (u/Q)^2]^{1/2}} \tag{7.36}$$

La figura 7.13b muestra la gráfica de la magnitud de la ganancia de voltaje de la ecuación (7.36) para $Q = 1$ a 5. La ganancia máxima se presenta cerca de la resonancia para $Q > 2$ y su valor para $u = 1$ es

$$|G(j\omega)|_{\text{máx}} = Q \tag{7.37}$$

Si no hay carga, $R = \infty$ y $Q = \infty$. Por tanto, el voltaje de salida en resonancia es una función de la carga y puede ser muy alto sin carga si la frecuencia de operación no se eleva. Sin embargo, por lo común el voltaje de salida se controla en la condición sin carga al variar la frecuencia por arriba de la resonancia. La corriente conducida por los dispositivos de conmutación es independiente de la carga, aunque se incrementa con el voltaje de entrada de cd. En consecuencia, la pérdida por conducción permanece relativamente constante y el resultado es una mala eficiencia en una carga ligera.

Si el capacitor C se pone en cortocircuito por una falla en la carga, el inductor L limita la carga. Naturalmente, este tipo de inversor es a prueba de cortocircuitos y deseable en aplicaciones con severos requerimientos de cortocircuito. Este inversor se utiliza sobre todo en aplicaciones de bajo voltaje y alta corriente, donde el rango del voltaje de entrada es relativamente angosto, por lo común hasta de ±15%.

Ejemplo 7.7 Cómo determinar los valores de *L* y *C* para que un inversor resonante con carga en paralelo produzca una potencia de salida específica

Un inversor resonante en serie con carga en paralelo suministra una potencia de carga $P_L = 1$ kW con un voltaje sinusoidal de carga pico de $V_p = 330$ V y en resonancia. La resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. La frecuencia resonante es $f_0 = 20$ kHz. Determine (a) el voltaje de cd de entrada V_s; (b) la relación de frecuencia u si se requiere para reducir la potencia de carga a 250 W por control de la frecuencia; (c) el inductor L, y (d) el capacitor C.

Solución

a. El componente fundamental pico de un voltaje de onda cuadrada es $V_p = 4V_s/\pi$.

$$P_L = \frac{V_p^2}{2R} = \frac{4^2V_s^2}{2\pi^2R} \quad \text{o} \quad 1000 = \frac{4^2V_s^2}{2\pi^2 \times 10}$$

que da $V_s = 110$ V. $V_{i(\text{pico})} = 4V_s/\pi = 4 \times 110/\pi = 140.06$ V.

b. De la ecuación (7.37), el factor de calidad es $Q = V_p/V_{i(\text{pico})} = 330/140.06 = 2.356$. Para reducir la potencia de carga por un factor de (1000/50 =) 4, la ganancia de voltaje debe reducirse por 2. Es decir, de la ecuación (7.36), obtenemos

$$(1 - u^2)^2 + (u/2.356)^2 = 2^2$$

la cual da $u = 1.693$.

c. Q se define por

$$Q = \frac{R}{\omega_o L} \quad \text{o} \quad 2.356 = \frac{R}{2\pi \times 20\,\text{kHz}\, L}$$

lo caul da $L = 33.78\ \mu$F.

d. $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ o $20\,\text{kHz} = 1/2\pi\sqrt{(33.78\,\mu\text{H} \times C)}$, lo que da $C = 1.875\ \mu$F.

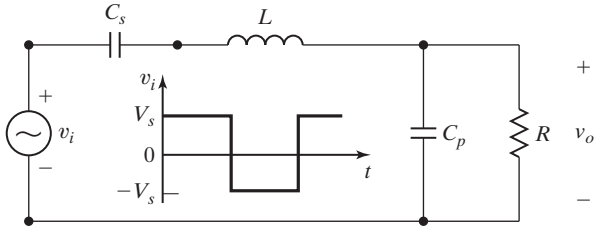
7.3.3 Respuesta de frecuencia para carga en serie-paralelo

En la figura 7.10 el capacitor $C_1 = C_2 = C_s$ forma un circuito en serie y el capacitor C está en paralelo con la carga. Este circuito es un ajuste entre las características de carga en serie y carga en paralelo. El circuito equivalente se muestra en la figura 7.14a. Con la regla divisora del voltaje en el dominio de la frecuencia, la ganancia de voltaje es

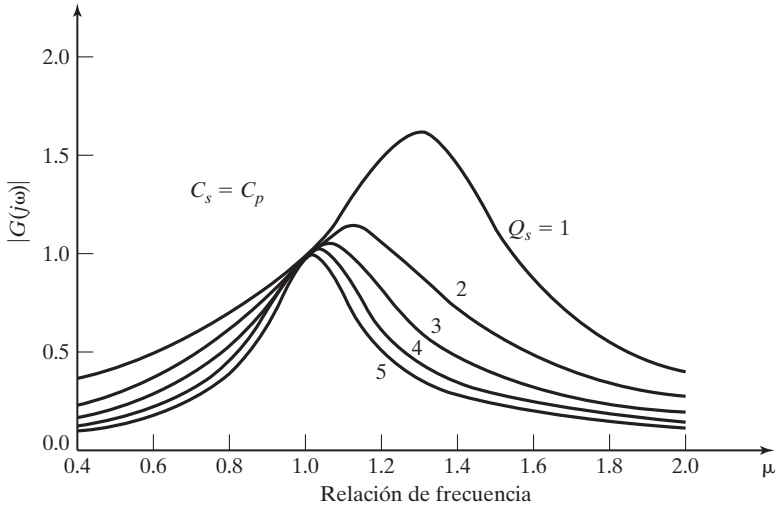
$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + C_p/C_s - \omega^2 LC_p + j\omega L/R - j/(\omega C_s R)}$$

Sea $\omega_o = 1/\sqrt{LC_s}$ la frecuencia resonante, y $Q_s = \omega_o L/R$ el factor de calidad. Sustituyendo L, C y R en función de Q_s y ω_o, obtenemos

$$G(j\omega) = \frac{V_0}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + C_p/C_s - \omega^2 LC_p + jQ_s(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)}$$
$$= \frac{1}{1 + (C_p/C_s)(1 - u^2) + jQ_s(u - 1/u)}$$



(a) Carga en serie-paralelo



(b) Respuesta de frecuencia

FIGURA 7.14

Respuesta de frecuencia para carga en serie-paralelo.

donde $u = \omega/\omega_o$. La magnitud de $G(j\omega)$ se calcula a partir de

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\{[1 + (C_p/C_s)(1 - u^2)]^2 + Q_s^2(u - 1/u)^2\}^{1/2}} \tag{7.38}$$

La figura 7.14b muestra la gráfica de la magnitud de la ganancia de voltaje de la ecuación (7.38) para $Q_s = 1$ a 5 y $C_p/C_s = 1$. Este inversor combina las mejores características de la carga en serie y la carga en paralelo, al mismo tiempo que elimina los puntos débiles como la falta de regulación para la carga en serie y la corriente de carga independiente para la carga en paralelo.

Conforme C_p se hace cada vez más pequeña, el inversor exhibe las características de la carga en serie. Con un valor razonable de C_p, el inversor exhibe algunas de las características de la carga en paralelo y puede funcionar sin carga. Conforme C_p se hace más pequeña, la frecuencia superior requerida para un voltaje de salida especificado se incrementa. La elección de $C_p = C_s$ suele ser un buen arreglo entre la eficiencia en carga parcial y la regulación sin carga con una frecuencia superior razonable. Para hacer que la corriente se reduzca con la carga para mantener una alta eficiencia a carga parcial, se elige la carga completa Q entre 4 y 5. Un inversor con carga en serie-paralelo puede funcionar con un voltaje de entrada más amplio y la carga oscila desde la condición sin carga hasta la condición de carga completa al mismo tiempo que mantiene una excelente eficiencia.

Puntos clave de la sección 7.3

- La ganancia de un inversor resonante se vuelve máxima en $u = 1$. Por lo común los inversores resonantes se utilizan en aplicaciones que requieren un voltaje de salida fijo.
- El inversor con carga en serie se utiliza más en aplicaciones de alto voltaje y baja alta. El inversor con carga en serie-paralelo puede funcionar con un voltaje de entrada más amplio y la carga oscila desde la condición sin carga hasta la condición de carga completa.

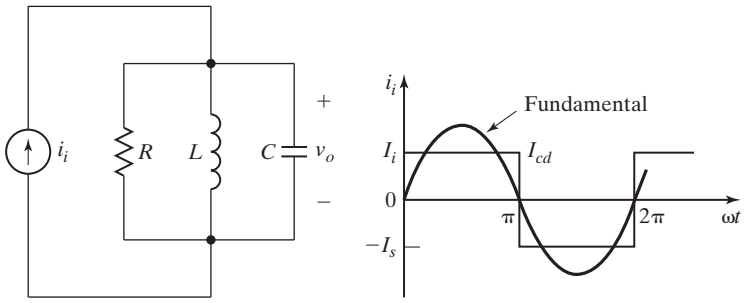
7.4 INVERSORES RESONANTES EN PARALELO

Un inversor resonante en paralelo es el dual de un inversor resonante en serie. Se alimenta desde una fuente de corriente de modo que el circuito ofrece una alta impedancia ante la corriente de conmutación. En la figura 7.15 se muestra un circuito resonante en paralelo. Como la corriente se controla de forma continua, este inversor ofrece una mejor protección contra cortocircuito en condiciones de falla. La suma de las corrientes que circulan a través de R, L y C da

$$C\frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} + \frac{1}{L}\int v\,dt = I_s$$

con la condición inicial $v(t = 0) = 0$ e $i_L(t = 0) = 0$. Esta ecuación es semejante a la ecuación (7.2) si i se reemplaza por v, R por $1/R$, L por C, C por L, y V_s por I_s. Con la ecuación (7.5), el voltaje v está dado por

$$v = \frac{I_s}{\omega_r C} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} \omega_r t \tag{7.39}$$



(a) Circuito en paralelo (b) Voltaje de entrada

FIGURA 7.15
Circuito resonante en paralelo.

donde $\alpha = 1/2RC$. La frecuencia resonante amortiguada ω_r está dada por

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}\right)^{1/2} \tag{7.40}$$

Utilizando la ecuación (7.7), el voltaje v de la ecuación (7.39) alcanza su valor máximo en t_m dado por

$$t_m = \frac{1}{\omega_r}\tan^{-1}\frac{\omega_r}{\alpha} \tag{7.41}$$

que se puede aproximar a π/ω_r. La impedancia de entrada está dada por

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = R\frac{1}{1 + jR/\omega L + j\omega CR}$$

donde I_i es la corriente rms de entrada de ca, e $I_i = 4I_s/\sqrt{2}\pi$. El factor de calidad Q_p es

$$Q_p = \omega_o CR = \frac{R}{\omega_0 L} = R\sqrt{\frac{C}{L}} = 2\delta \tag{7.42}$$

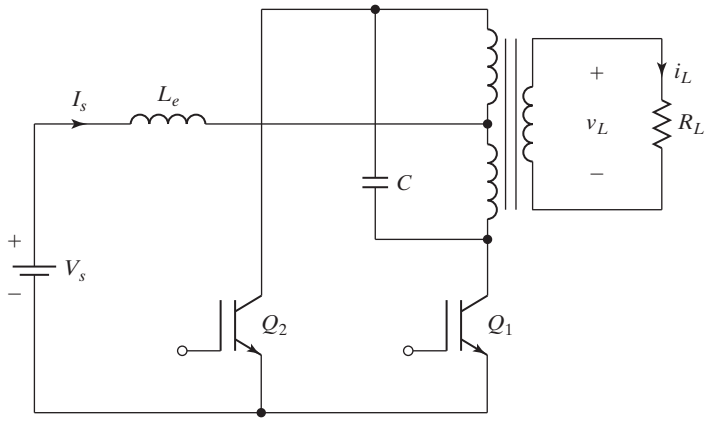
donde δ es el factor de amortiguación y $\delta = \alpha/\omega_o = (R/2)\sqrt{C/L}$. Sustituyendo L, C y R en función de Q_p y ω_o, obtenemos

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_p(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} = \frac{1}{1 + jQ_p(u - 1/u)}$$

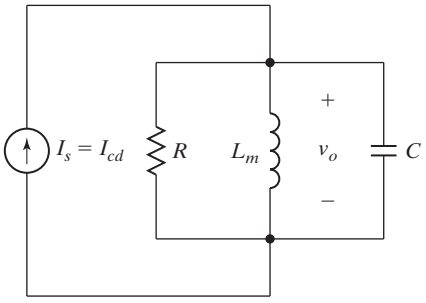
donde $u = \omega/\omega_o$. La magnitud de $Z(j\omega)$ se calcula de

$$|Z(j\omega)| = \frac{1}{[1 + Q_p^2(u - 1/u)^2]^{1/2}} \tag{7.43}$$

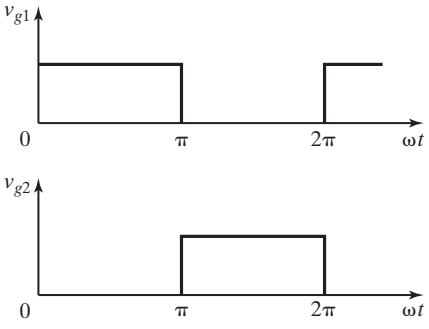
que es idéntica a la ganancia de voltaje $|G(j\omega)|$ de la ecuación (7.35). La figura 7.12 muestra la gráfica de la magnitud de la ganancia. En la figura 7.16a se muestra un inversor en



(a) Circuito



(b) Circuito equivalente



(c) Señales de compuerta

FIGURA 7.16

Inversor resonante en paralelo.

paralelo. El inductor L_e actúa como una fuente de corriente y el capacitor C es el elemento resonante. L_m es la inductancia mutua del transformador y actúa como el inductor resonante. Los transistores Q_1 y Q_2 conmutan alternadamente una corriente constante hacia el circuito. Las señales de control de compuerta se muestran en la figura 7.16c. Si la resistencia



FIGURA 7.17

Inversor resonante práctico. (Cortesía de Universal Lighting Technologies).

de carga R_L se remite al lado del primario y se pasan por alto las inductancias de fuga del transformador, el circuito equivalente se muestra en la figura 7.16b. La figura 7.17 ilustra un inversor resonante que alimenta a una lámpara fluorescente.

Ejemplo 7.8 Cómo determinar los valores de *L* y *C* para un inversor resonante en paralelo y obtener una potencia de salida específica

El inversor resonante en paralelo de la figura 7.16a suministra una potencia de carga de $P_L = 1$ kW en un voltaje de carga senoidal pico de $V_p = 170$ V y en resonancia. La resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. La frecuencia resonante es $f_0 = 20$ kHz. Determine (a) la corriente de entrada I_s de suministro de cd; (b) el factor de calidad Q_p si se requiere para reducir la potencia de carga a 250 W mediante el control de frecuencia de modo que $u = 1.25$; (c) el inductor L, y (d) el capacitor C.

Solución

a. Ya que en resonancia $u = 1$ y $|Z(j\omega)|_{\text{máx}} = 1$, la corriente fundamental pico es $I_p = 4I_s/\pi$.

$$P_L = \frac{I_p^2 R}{2} = \frac{4^2 I_s^2 R}{2\pi^2} \quad \text{o} \quad 1000 = \frac{4^2 I_s^2 10}{2\pi^2}$$

lo que da $I_s = 11.1$ A.

b. Para reducir la potencia de carga en (1000/250 =) 4, la impedancia debe reducirse 2 en $u = 1.25$. Es decir, según la ecuación (7.43) obtenemos $1 + Q_p^2 (u - 1/u)^2 = 2^2$, que da $Q_p = 3.85$.

c. Q_p se define como $Q_p = \omega_o CR$ o $3.85 = 2\pi \times 20\,\text{kHz} \times C \times 10$, lo que da $C = 3.06\ \mu$F.

d. $f_o = 1/2\pi\sqrt{LC}$ o $20\,\text{kHz} = 1/[2\pi\sqrt{(3.06\,\mu\text{F} \times L)}]$, que da $L = 20.67\ \mu$H.

Puntos clave de la sección 7.4

- Un inversor resonante en paralelo es un dual de un inversor resonante en serie. Una corriente constante se conmuta alternadamente hacia el circuito resonante y la corriente de carga se vuelve casi independiente de las variaciones de la impedancia de carga.

7.5 CONTROL DE VOLTAJE DE INVERSORES RESONANTES

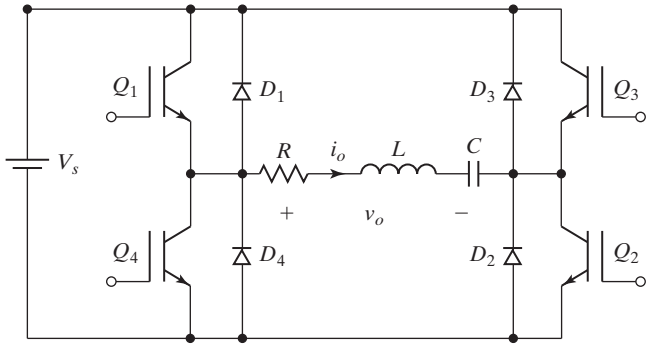
Los inversores casi resonantes (QRI) [3] normalmente se utilizan para controlar el voltaje de salida. Los QRI se pueden considerar como un híbrido de los convertidores resonantes y los convertidores PWM. El principio subyacente es reemplazar el interruptor de potencia en convertidores PWM con el interruptor resonante para hacer que las formas de onda de la corriente y voltaje conmutados oscilen de una manera casi senoidal. Una gran familia de circuitos convertidores convencionales se pueden transformar en sus contrapartes de convertidor resonante [4].

Se puede aplicar una topología de puente, como se muestra en la figura 7.18a, para lograr el control de voltaje de salida. La frecuencia de conmutación f_s se mantiene constante a la frecuencia resonante f_o. Al conmutar dos dispositivos al mismo tiempo se puede obtener una *onda casi cuadrada*, como se muestra en la figura 7.18b. El voltaje rms fundamental de entrada está dado por

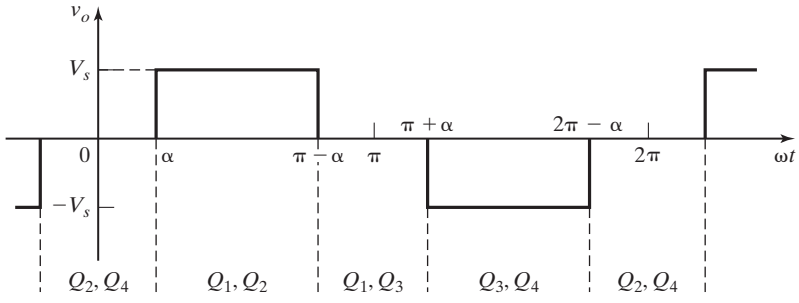
$$V_i = \frac{4V_S}{\sqrt{2}\pi} \cos \alpha \tag{7.44}$$

donde α es el ángulo de control. Variando α de 0 a $\pi/2$ a una frecuencia constante, el voltaje V_i se puede controlar de $4V_s/(\pi\sqrt{2})$ a 0.

La topología de puente de la figura 7.19a puede controlar el voltaje de salida. La frecuencia de conmutación f_s se mantiene constante a la frecuencia resonante f_o. Al conmutar dos



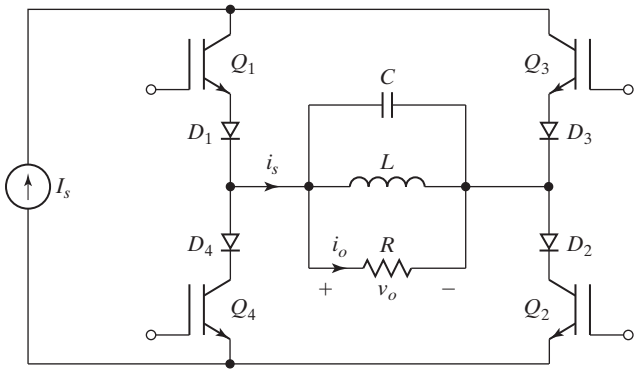
(a) Circuito



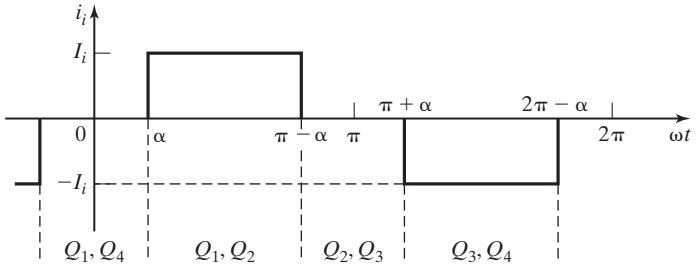
(b) Voltaje de salida

FIGURA 7.18

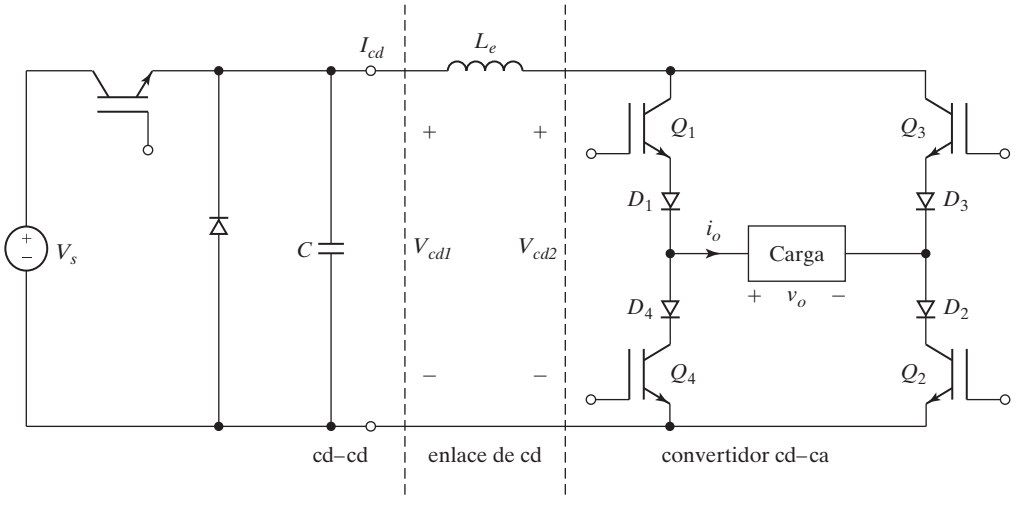
Control de voltaje de onda casi cuadrada para un inversor resonante en serie.



(a) Circuito



(b) Corriente de salida



(c) Convertidor ca-ca de enlace de cd

FIGURA 7.19

Control de corriente casi cuadrada para un inversor resonante en paralelo.

dispositivos al mismo tiempo se puede obtener una *onda casi cuadrada* como se muestra en la figura 7.19b. La corriente fundamental rms de entrada está dada por

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2}\pi} \cos \alpha \tag{7.45}$$

Variando α de 0 a $\pi/2$ a una frecuencia constante, la corriente I_i se puede controlar de $4I_s/(\sqrt{2}\pi)$ a 0.

Este concepto se puede ampliar a aplicaciones de alto voltaje (HVDC) en las cuales el voltaje de ca se convierte en voltaje de cd y luego se vuelve a convertir en ca. La transmisión normalmente se hace a una corriente de cd constante I_{cd}. En la figura 7.19c se muestra una versión monofásica.

7.6 INVERSOR RESONANTE CLASE E

Un inversor resonante clase E utiliza sólo un transistor y sus pérdidas por conmutación son bajas, lo que reditúa una alta eficiencia por arriba de 95%; el circuito se muestra en la figura 7.20a. Por lo común se utiliza en aplicaciones de baja potencia que requieren menos de 100 W, sobre todo en balastos de lámpara electrónica de alta frecuencia. El dispositivo de conmutación tiene que soportar un alto voltaje. Este inversor se suele utilizar para voltaje de salida fijo. Sin embargo, el voltaje de salida puede variar si la frecuencia de conmutación varía. El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos: modo 1 y modo 2.

Modo 1. Durante este modo el transistor Q_1 se activa. El circuito equivalente se muestra en la figura 7.20b. La corriente del interruptor i_T se compone de una fuente de corriente i_s y una corriente de carga i_o. A fin de obtener una corriente de salida casi senoidal, se eligen los valores de L y C para tener un factor de alta calidad, $Q \geq 7$, y una baja relación de amortiguamiento, usualmente $\delta \leq 0.072$. El interruptor se cierra con voltaje cero. Cuando el interruptor se cierra, su corriente de inmediato se desvía a través del capacitor C_e.

Modo 2. Durante este modo, el transistor Q_1 se cierra. El circuito equivalente se muestra en la figura 7.20b. La corriente del capacitor i_c es la suma de i_s e i_o. El voltaje del interruptor sube de cero a un valor máximo y de nuevo cae a cero. Cuando el voltaje del interruptor cae a cero, $i_c = C_e dv_T/dt$ que normalmente es negativa. De este modo, el voltaje del interruptor tendería a ser negativo. Para limitar este voltaje negativo se conecta un diodo en antiparalelo, como se muestra en la figura 7.20a con las líneas de rayas. Si el interruptor es un MOSFET, su voltaje negativo se limita a una caída de diodo por su diodo integrado.

Modo 3. Este modo existe sólo si el voltaje del interruptor cae a cero con una pendiente negativa finita. El circuito equivalente es similar al del modo 1, excepto por las condiciones iniciales. La corriente de carga cae a cero al final del modo 3. Sin embargo, si los parámetros del circuito son tales que el voltaje del interruptor cayera a cero con pendiente cero, ahí no se requeriría un diodo y este modo no existiría. Es decir, $v_T = 0$ y $dv_T/dt = 0$. Los parámetros óptimos que suelen satisfacer estas condiciones y dar la eficiencia máxima están dados por [5,6]:

$$L_e = 0.4001R/\omega_s$$

$$C_e = \frac{2.165}{R\omega_s}$$

$$\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C} = 0.3533R$$

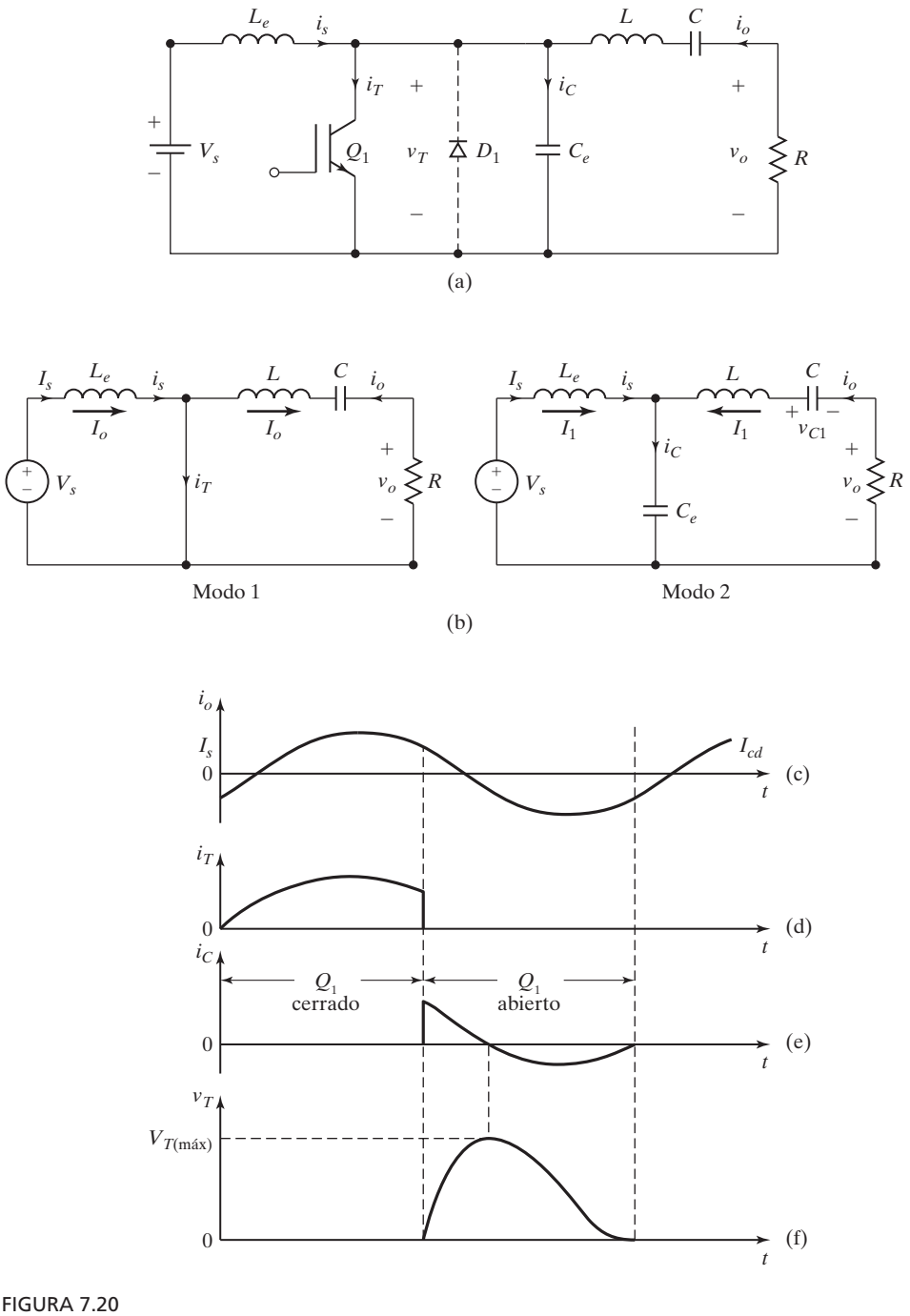


FIGURA 7.20

Inversor resonante clase E. (a) Circuito; (b) Circuitos equivalentes; (c) Corriente de salida; (d) Corriente del transistor; (e) Corriente del capacitor, y (f) Voltaje del transistor.

donde ω_s es la frecuencia de conmutación. El ciclo de trabajo es $k = t_{on}/T_s = 30.4\%$. Las formas de onda de la corriente de salida, corriente del interruptor y voltaje del interruptor se muestran en la figura 7.20c-f.

Ejemplo 7.9 Cómo determinar los valores óptimos de los capacitores (*C*) y los inductores (*L*) para un inversor clase E

El inversor clase E de la figura 7.20a funciona en resonancia y tiene $V_s = 12$ V y $R = 10\ \Omega$. La frecuencia de conmutación es $f_s = 25$ kHz. (a) Determine los valores óptimos de L, C, C_e y L_e. (b) Use PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y el voltaje del interruptor v_T para $k = 0.304$. Suponga que $Q = 7$.

Solución

$V_s = 12$ V, $R = 10\ \Omega$, y $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi \times 25$ kHz $= 157.1$ krad/s.

a.

$$L_e = \frac{0.4001R}{\omega_s} = 0.4001 \times \frac{10}{157.1\,\text{krad/s}} = 25.47\,\mu\text{H}$$

$$C_e = \frac{2.165}{R\omega_s} = \frac{2.165}{10 \times 157.1\,\text{krad/s}} = 1.38\,\mu\text{F}$$

$$L = \frac{QR}{\omega_s} = \frac{7 \times 10}{157.1\,\text{krad/s}} = 445.63\,\mu\text{H}$$

$\omega_s L - 1/\omega_s C = 0.3533R$ o $7 \times 10 - 1/\omega_s C = 0.3533 \times 10$, lo que da $C = 0.0958\ \mu$F. El factor de amortiguamiento es

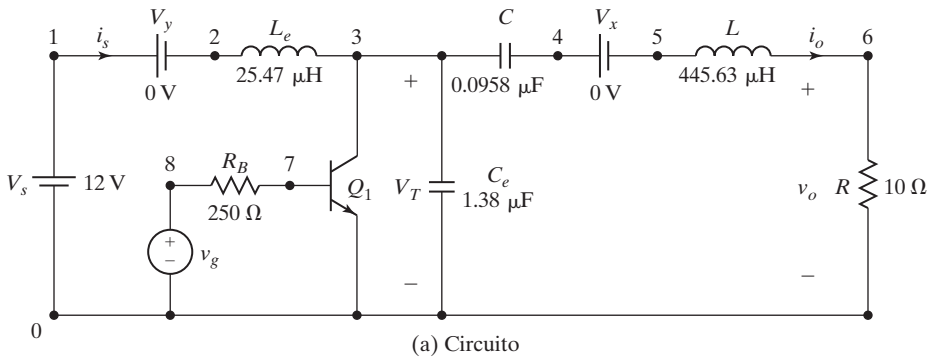
$$\delta = (R/2)\sqrt{C/L} = (10/2)\sqrt{0.0958/445.63} = 0.0733$$

que es muy pequeño, y la corriente de salida en esencia debe ser senoidal. La frecuencia resonante es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(445.63\,\mu\text{H} \times 0.0958\,\mu\text{F})}} = 24.36\,\text{kHz}$$

b. $T_s = 1/f_s = 1/25$ kHz $= 40\ \mu$s, y $t_{on} = kT_s = 0.304 \times 40 = 12.24\ \mu$s. El circuito para la simulación con PSpice se muestra en a figura 7.21a y el voltaje de control en la figura 7.21b. La lista del archivo del circuito es la siguiente:

```
Ejemplo 7.9  Inversor resonante clase E
VS     1    0    DC     12V
VY     1    2    DC     0V   , Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
VG     8    0    PULSE (0V  20V  0  1NS  1NS  12.24US  40US)
RB     8    7    250         ; Resistencia de excitación de base de transistor
R      6    0    10
LE     2    3    25.47UH
CE     3    0    1.38UF
C      3    4    0.0958UF
L      5    6    445.63UH
```



(a) Circuito



(b) Voltaje de compuerta

FIGURA 7.21

Inversor resonante clase E para simulación con PSpice.

```
VX      4    5    DC    0V ; Fuente de voltaje para medir la corriente de carga de L2
Q1      3    7    0     MODQ1                    ; Interruptor BJT
.MODEL MODQ1 NPN (IS=6.734F BF=416.4 ISE=6.734F BR=.7371
+     CJE=3.638P   MJC=.3085 VJC=.75 CJE=4.493P MJE=.2593 VJE=.75
+     TR=239.5N    TF=301.2P)             ; Parámetros del modelo de transistor
.TRAN    2US    300US    180US    1US UIC       ; Análisis transitorio
.PROBE                                          ; Postprocesador de gráficos
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RELTOL = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5=20000 ; convergencia
.END
```

Los gráficas obtenidas con PSpice se muestran en la figura 7.22, donde V(3) = voltaje del interruptor y V(6) = voltaje de salida. Utilizando el cursor PSpice de la figura 7.22 se obtiene $V_{o(\text{pp})} = 29.18$ V, $V_{T(\text{pico})} = 31.481$ V, y la frecuencia de salida $f_o = 1/(2 \times 19.656\ \mu) = 25.44$ kHz (esperada 24.36 kHz).

Puntos clave de la sección 7.6

- Un inversor clase E que requiere sólo un dispositivo de conmutación es adecuado para aplicaciones de baja potencia que requieren menos que 100 W. Normalmente se utiliza para voltaje de salida fijo.

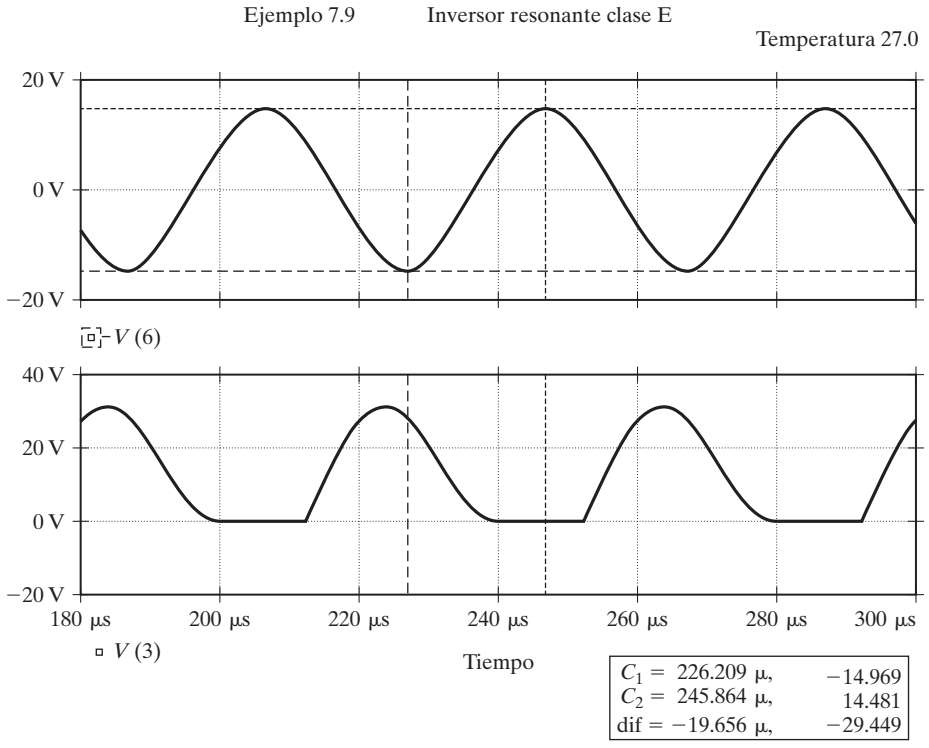


FIGURA 7.22

Gráficas obtenidas con PSpice para el ejemplo 7.9.

7.7 RECTIFICADOR RESONANTE CLASE E

Como los convertidores ca-cd por lo general se componen de un inversor resonante de cd-ca y un rectificador cd-ca, un diodo rectificador de alta frecuencia tiene desventajas como pérdidas por conducción y conmutación, oscilaciones parásitas y alto contenido armónico de la corriente de entrada. Un rectificador resonante clase E [7], como el de la figura 7.23a, supera estas limitaciones. Utiliza el principio de conmutación por voltaje cero del diodo. Es decir, el diodo se apaga en voltaje cero. La capacitancia C_j en la unión del diodo se incluye en la capacitancia resonante C y por consiguiente no tiene efectos adversos en el funcionamiento del circuito. El funcionamiento del circuito se puede dividir en dos modos: el modo 1 y el modo 2. Supongamos que la capacitancia del filtro C_f es lo bastante grande de modo que el voltaje de salida V_o es constante. Sea $v_s = V_m \operatorname{sen} \omega t$ el voltaje de entrada.

Modo 1. Durante este modo, el diodo está apagado. El circuito equivalente se muestra en la figura 7.23b. Los valores de L y C son tales que $\omega L = 1/\omega C$ a la frecuencia de funcionamiento f. El voltaje que aparece a través de L y C es $v_{(LC)} = V_s \operatorname{sen} \omega t - V_o$.

Modo 2. Durante este modo, el diodo está encendido. El circuito equivalente se muestra en la figura 7.23b. El voltaje que aparece a través de L es $v_L = V_s \operatorname{sen} \omega t - V_o$.

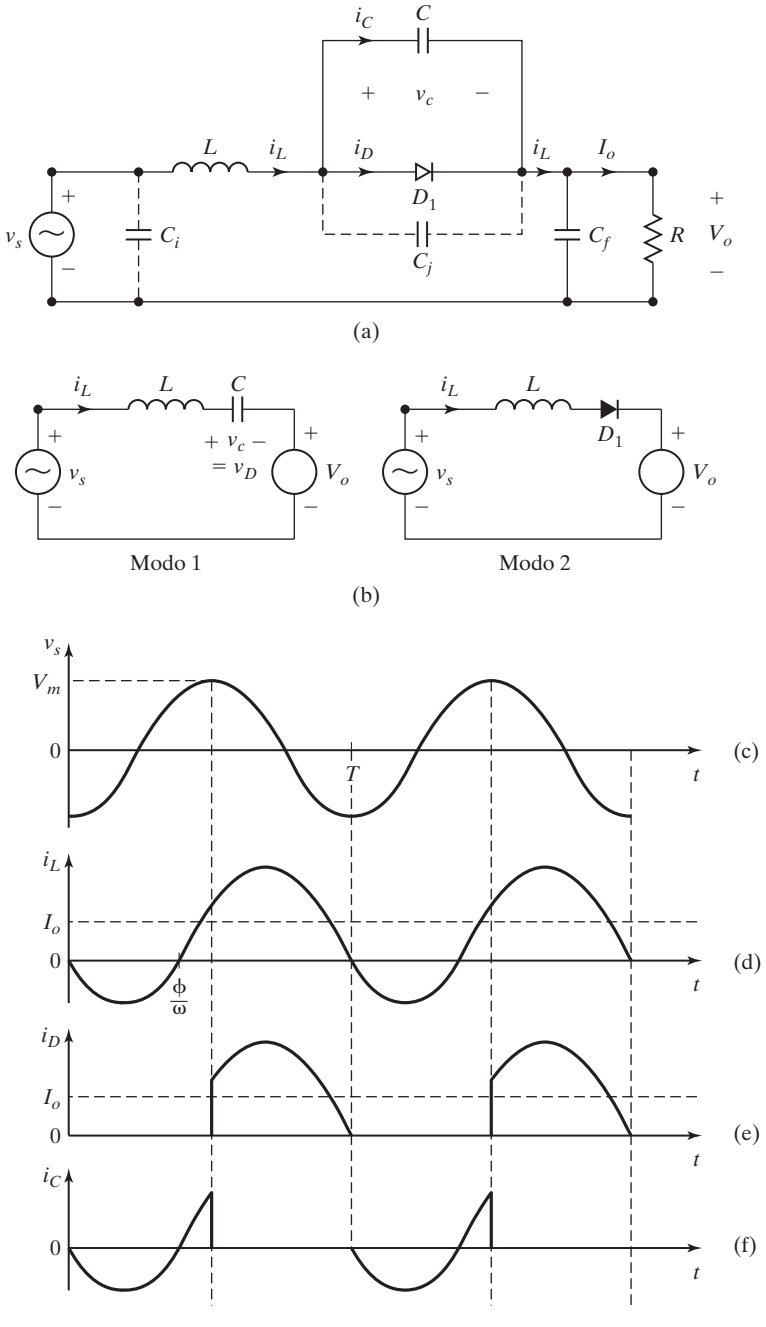


FIGURA 7.23

Rectificador resonante clase E. (a) Circuito; (b) Circuitos equivalentes; (c) Voltaje de entrada; (d) Corriente del inductor; (e) Corriente del diodo, y (f) Corriente del capacitor.

Cuando la corriente del diodo i_D, que es la misma que la corriente del inductor i_L, llega a cero, el diodo se desactiva. En este momento, $i_D = i_L = 0$ y $v_D = v_C = 0$. Es decir, $i_c = Cdv_c/dt = 0$, así que $dv_c/dt = 0$. Por tanto, el voltaje del diodo es cero en el momento de desactivación, y de este modo se reducen las pérdidas por conmutación. La corriente del inductor se puede expresar de forma aproximada como sigue

$$i_L = I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi) - I_o \tag{7.46}$$

donde $I_m = V_m/R$ e $I_o = V_o/R$. Cuando el diodo está activo, el desplazamiento de fase ϕ es de 90°, siempre que $\omega L = 1/\omega C$. Por consiguiente, ϕ tiene un valor entre 0° y 90°, que depende de la resistencia de la carga R. La corriente pico a pico es $2V_m/R$. La corriente de entrada tiene un componente de cd I_o y un retardo de fase ϕ como se muestra en la figura 7.23d. Para mejorar el factor de potencia de entrada normalmente se conecta un capacitor de entrada, como se muestra en la figura 7.23a con las líneas de rayas.

Ejemplo 7.10 Cómo determinar los valores de los inductores (*L*) y los capacitores (*C*) para un rectificador clase E

El rectificador clase E de la figura 7.23a suministra a la carga una potencia de $P_L = 400$ mW en $V_o = 4$ V. El voltaje pico de suministro es $V_m = 10$ V. La frecuencia de suministro es $f = 250$ kHz. El rizo pico a pico en el voltaje de salida de cd es $\Delta V_o = 40$ mV. (a) Determine los valores de L, C y C_f, y (b) las corrientes rms y de cd de L y C. (c) Use PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y la corriente del inductor i_L.

Solución

$V_m = 10$ V, $V_o = 4$ V, $\Delta V_o = 40$ mV y $f = 250$ kHz.

a. Seleccione un valor adecuado de C. Sea $C = 10$ nF. Sea $f_o = f = 250$ kHz la frecuencia resonante. $250\,\text{kHz} = f_o = 1/[2\pi\sqrt{(L \times 10\,\text{nF})}]$, la cual da $L = 40.5$ μH. $P_L = V^2{}_o/R$ o 400 mV $= 4^2/R$, la cual da $R = 40\,\Omega$. $I_o = V_o/R = 4/40 = 100$ mA. El valor de la capacitancia C_f está dado por

$$C_f = \frac{I_o}{2f\,\Delta V_o} = \frac{100\,\text{mA}}{2 \times 250\,\text{kHz} \times 40\,\text{mV}} = 5\,\mu\text{F}$$

b. $I_m = V_m/R = 10/40 = 259$ mA. La corriente rms del inductor i_L es

$$I_{L(\text{rms})} = \sqrt{100^2 + \frac{250^2}{2}} = 203.1\,\text{mA}$$

$$I_{L(\text{cd})} = 100\,\text{mA}$$

La corriente rms del capacitor C es

$$I_{C(\text{rms})} = \frac{250}{\sqrt{2}} = 176.78\,\text{mA}$$

$$I_{C(\text{cd})} = 0$$

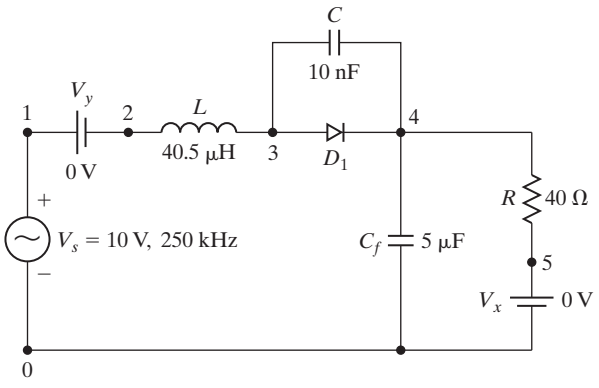


FIGURA 7.24
Rectificador resonante clase E para simulación con PSpice.

c. $T = 1/f = 1/250$ kHz $= 4$ μs. En la figura 7.24 se muestra el circuito para la simulación con PSpice. La lista del archivo del circuito es la siguiente:

```
Ejemplo 7.10  Rectificador resonante clase E
VS    1   0    SIN (0   10V   250KHZ)
VY    1   2    DC     0V    ; Fuente de voltaje para medir la corriente de entrada
R     4   5    40
L     2   3    40.5UH
C     3   4    10NF
CF    4   0    5UF
VX    5   0    DC     0V    ; Fuente de voltaje para medir la corriente a través de R
D1    3   4    DMOD                              ; Diodo rectificador
.MODEL DMOD D                                  ; Parámetros preestablecidos del diodo
.TRAN 0.1US  1220US 1200US 0.1US UIC           ; Análisis transitorio
.PROBE                                         ; Postprocesador de gráficos
.OPTIONS ABSTOL = 1.00N RETOL1 = 0.01 VNTOL = 0.1 ITL5=40000 ; convergencia
.END
```

La gráfica trazada Por PSpice se muestra en la figura 7.25, donde $I(L)$ = corriente del inductor y V(4) = voltaje de salida. Utilizando el cursor PSpice de la figura 7.25 se obtiene $V_o = 3.98$ V, $\Delta = V_o = 63.04$ mV, e $i_{L(\text{pp})} = 489.36$ mA.

Puntos clave de la sección 7.7

- Un rectificador clase E sólo utiliza un diodo que se desactiva en un voltaje cero. La pérdida por conducción del diodo se reduce y el contenido armónico de la corriente de entrada es bajo.

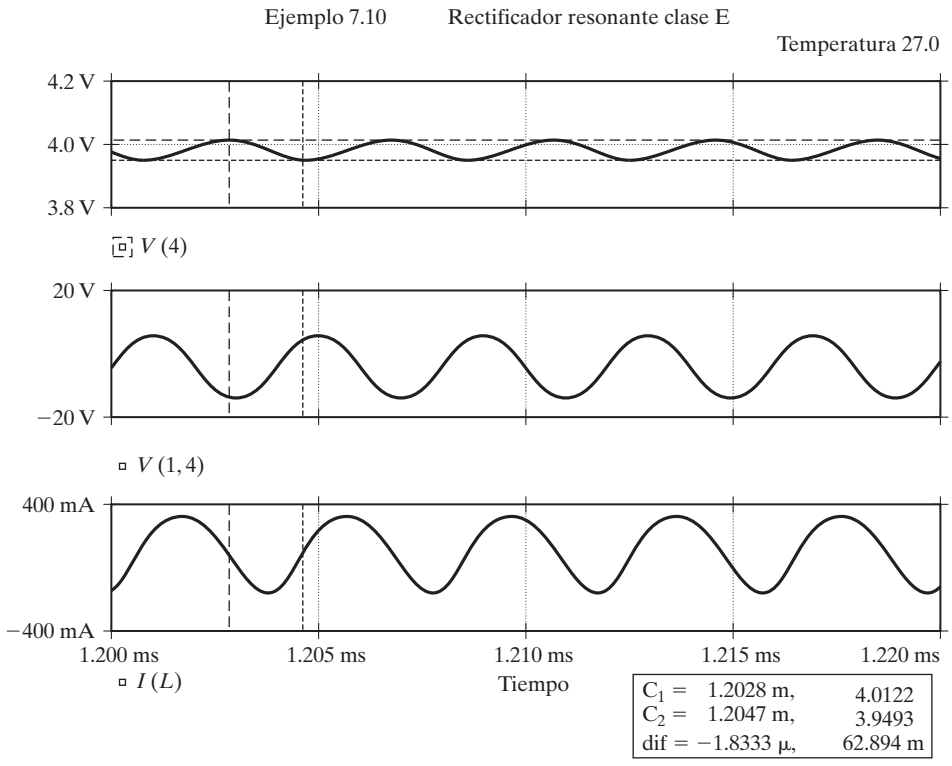


FIGURA 7.25

Gráficas trazadas por PSpice para el ejemplo 7.10.

7.8 CONVERTIDORES RESONANTES DE CONMUTACIÓN POR CORRIENTE CERO

Los interruptores de un convertidor resonante de conmutación por corriente cero (ZCS) se activan y desactivan en corriente cero. El circuito resonante compuesto del interruptor S_1, el inductor L y el capacitor C se muestran en la figura 7.26a. El inductor L está conectado en serie con un interruptor de potencia S_1 para lograr la ZCS. Según Liu y colaboradores [8], se clasifica en dos tipos: tipo L y tipo M. En ambos tipos el inductor L limita la di/dt de la corriente de conmutación, y L y C constituyen un circuito resonante en serie. Cuando la corriente del interruptor es cero, hay una corriente $i = C_f dv_T/dt$ que fluye a través de la capacitancia interna C_j gracias a una pendiente finita del voltaje del interruptor en el momento de apagarse. Este flujo de corriente provoca una disipación de potencia en el interruptor y limita la alta frecuencia de conmutación.

El interruptor se puede implementar con una configuración de media onda como se muestra en la figura 7.26b, donde el diodo D_1 permite un flujo de corriente unidireccional, o en una configuración de onda completa como se muestra en la figura 7.26c, donde la corriente del interruptor puede fluir en dos direcciones. Los dispositivos prácticos no se desactivan en corriente cero por sus tiempos de recuperación. Como resultado, una cantidad de energía se puede quedar atrapada en el inductor L de la configuración tipo M, y aparecen voltajes transitorios a través del interruptor. Se prefiere la configuración tipo L a la de tipo M. Para la configuración tipo L, C puede ser una capacitancia electrolítica polarizada, mientras que la capacitancia C para la configuración tipo M debe ser un capacitor de ca.

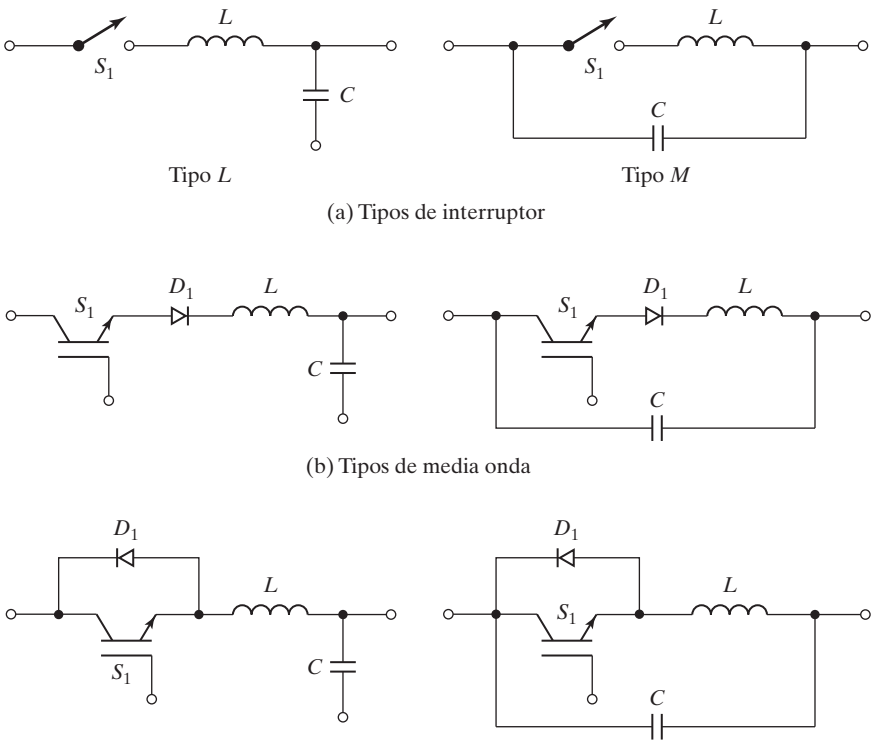


FIGURA 7.26

Configuraciones de interruptor para convertidores resonantes de ZCS.

7.8.1 Convertidor resonante ZCS tipo *L*

En la figura 7.27a se muestra un convertidor resonante ZCS tipo L. El funcionamiento del circuito se puede dividir en cinco modos, cuyos circuitos equivalentes se muestran en la figura 7.27b. Definiremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada modo.

Modo 1. Es modo es válido para $0 \leq t \leq t_1$. El interruptor S_1 se activa y el diodo D_m conduce. La corriente del inductor i_L, que se incrementa linealmente, está dada por

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \tag{7.47}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_1$ cuando $i_L(t = t_1) = I_o$. Es decir, $t_1 = I_o L/V_s$.

Modo 2. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_2$. El interruptor S_1 permanece activo, pero el diodo D_m está inactivo. La corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = I_m \operatorname{sen} \omega_o t + I_o \tag{7.48}$$

donde $I_m = V_s\sqrt{C/L}$ y $\omega_o = 1\sqrt{LC}$. El voltaje del capacitor v_c está dado por

$$v_c = V_s(1 - \cos \omega_o t)$$

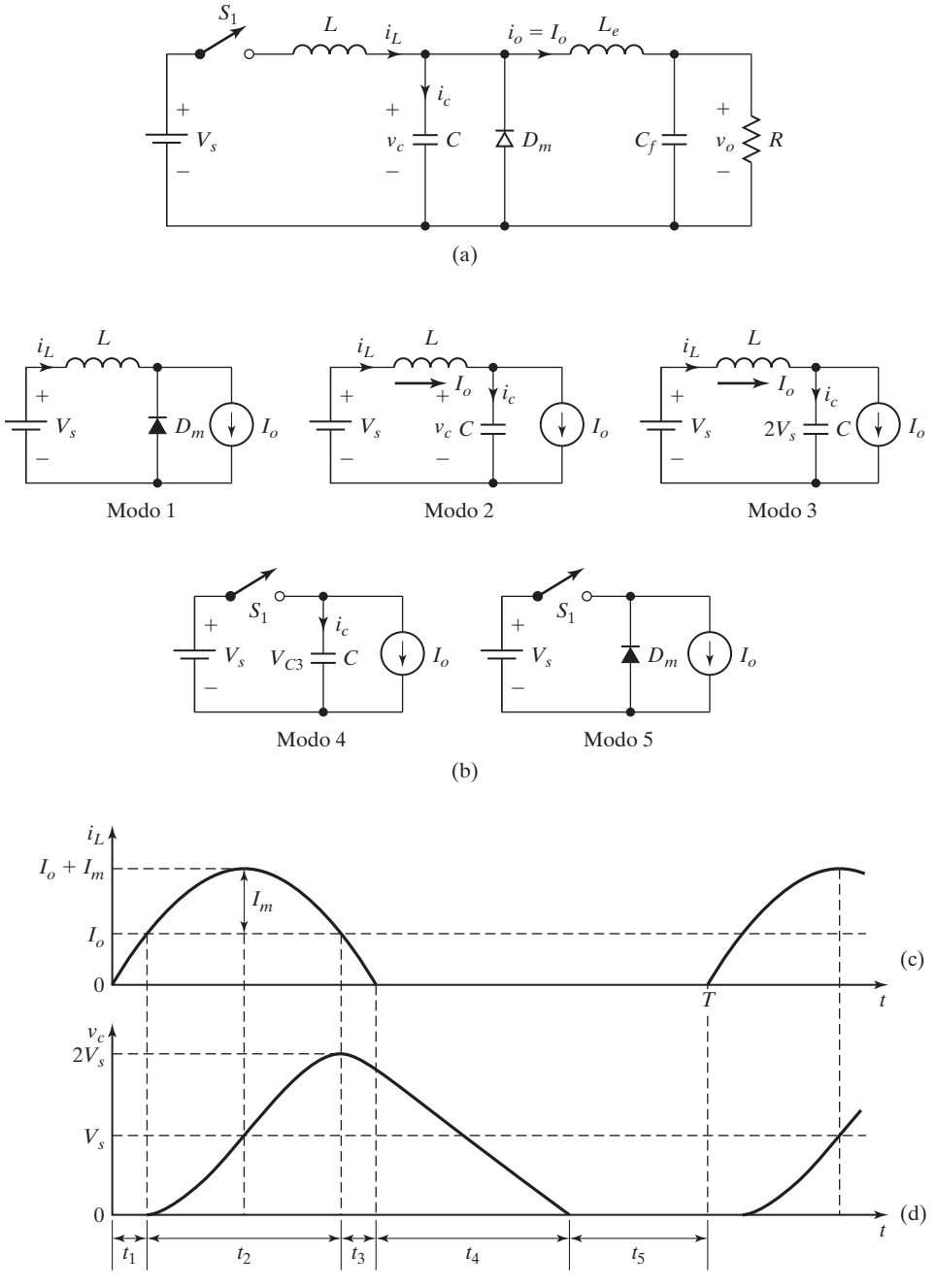


FIGURA 7.27

Convertidor resonante ZCS tipo *L*. (a) Circuito; (b) Circuitos equivalentes; (c) Corriente del inductor, y (d) Voltaje del capacitor.

La corriente pico del interruptor, que se presenta en el tiempo $t = (\pi/2)\sqrt{LC}$, es

$$I_p = I_m + I_o$$

El voltaje pico del capacitor es

$$V_{c(\text{pico})} = 2V_s$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_2$ cuando $i_L(t = t_2) = I_o$, y $v_c(t = t_2) = V_{c2} = 2V_s$. Por consiguiente, $t_2 = \pi\sqrt{LC}$.

Modo 3. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_3$. La corriente del inductor que cae de I_o a cero está dada por

$$i_L = I_o - I_m \operatorname{sen} \omega_o t \tag{7.49}$$

El voltaje del capacitor está dado por

$$v_c = 2V_s \cos \omega_o t \tag{7.50}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_3$ cuando $i_L(t = t_3) = 0$ y $v_c\,(t = t_3) = V_{c3}$. Por consiguiente, $t_3 = \sqrt{LC}\,\operatorname{sen}^{-1}(1/x)$ donde $x = I_m/I_o = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$.

Modo 4. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_4$. El capacitor suministra la corriente de la carga I_o, y su voltaje está dado por

$$v_c = V_{c3} - \frac{I_o}{C}\,t \tag{7.51}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $v_c(t = t_4) = 0$. Por consiguiente, $t_4 = V_{c3}C/I_o$.

Modo 5. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_5$. Cuando el voltaje del capacitor tiende a ser negativo, el diodo D_m conduce. La corriente de la carga I_o fluye a través del diodo D_m. Este modo termina en el tiempo $t = t_5$ cuando el interruptor S_1 se activa de nuevo, y el ciclo se repite. Es decir, $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

Las formas de onda para i_L y v_c se muestran en la figura 7.27c y d. El voltaje pico del interruptor es igual al voltaje V_s de suministro de cd. Como la corriente del interruptor es cero en el momento de activación y desactivación, la pérdida por conmutación, la cual es el producto de v por i, se vuelve muy pequeña. La corriente resonante pico I_m debe ser más alta que la corriente de la carga I_o, y esto fija un límite en el valor mínimo de la resistencia de la carga. Sin embargo, colocando un diodo en antiparalelo a través del interruptor, el voltaje de salida se puede hacer insensible a las variaciones de la carga.

Ejemplo 7.11 Cómo determinar los valores de *L* y *C* para un inversor de conmutación por corriente cero

El convertidor resonante ZCS de la figura 7.27a suministra una potencia máxima de $P_L = 400$ mW a $V_o = 4$ V. El voltaje de suministro es $V_s = 12$ V. La frecuencia máxima de operación es $f_{\text{máx}} = 50$ kHz. Determine los valores de L y C. Suponga que los intervalos t_1 y t_3 son muy pequeños y que $x = 1.5$.

Solución

$V_s = 12$ V, $f = f_{máx} = 50$ kHz y $T = 1/50$ kHz $= 20$ μs, $P_L = V_o I_o$ o 400 mW $= 4I_o$, lo que da $I_o = 100$ mA. La frecuencia máxima se presenta cuando $t_5 = 0$. Como $t_1 = t_3 = t_5 = 0$, $t_2 + t_4 = T$. Sustituyendo $t_4 = 2V_sC/I_m$ y utilizando $x = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$ da

$$\pi\sqrt{LC} + \frac{2V_sC}{I_o} = T \quad \text{o} \quad \frac{\pi V_s}{xI_o}C + \frac{2V_s}{I_o}C = T$$

que da $C = 0.0407$ μF. Por consiguiente, $L = (V_s/xI_o)^2C = 260.52$ μH.

7.8.2 Convertidor resonante ZCS tipo *M*

En la figura 7.28a se muestra un convertidor resonante tipo *M*. El funcionamiento del circuito se puede dividir en cinco modos, cuyos circuitos equivalentes se muestran en la figura 7.28b. Redefiniremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada modo. Las ecuaciones de modo son las de un convertidor tipo *L*, excepto por lo siguiente.

Modo 2. El voltaje del capacitor v_c está dado por

$$v_c = V_s \cos \omega_o t \tag{7.52}$$

El voltaje pico del capacitor es $V_{c(pico)} = V_s$. Al final de este modo cuando $t = t_2$, $v_c(t = t_2) = V_{c2} = -V_s$.

Modo 3. El voltaje del capacitor está dado por

$$v_c = -V_s \cos \omega_o t \tag{7.53}$$

Al final de este modo cuando $t = t_3$, $v_c(t = t_3) = V_{c3}$. Observemos que V_{c3} puede tener un valor negativo.

Modo 4. Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $v_c(t = t_4) = V_s$. Por consiguiente, $t_4 = (V_s - V_{c3})C/I_o$. Las formas de onda de i_L y v_c se muestran en la figura 7.28c y d.

Puntos clave de la sección 7.8

- Un interruptor de corriente cero (ZC) determina la forma de onda de la corriente del interruptor durante su tiempo de conducción para crear una condición de corriente cero para que el interruptor se desactive.

7.9 CONVERTIDORES RESONANTES DE CONMUTACIÓN POR VOLTAJE CERO

Los interruptores de un convertidor resonante ZVS se activan y desactivan en voltaje cero [9]. El circuito resonante se muestra en la figura 7.29a. El capacitor *C* está conectado en paralelo con el interruptor S_1 para lograr la ZVS. La capacitancia interna del capacitor C_j se suma al capacitor *C* y eso sólo afecta la frecuencia resonante, por lo que no contribuye a la disipación de potencia en el interruptor. Si el interruptor se implementa con un transistor Q_1 y un diodo en antiparalelo D_1, como se muestra en la figura 7.29b, el diodo D_1 restringe el voltaje a través de *C* y el interruptor funciona en una configuración de media onda. Si el diodo D_1 se conecta en serie con Q_1, como se muestra en la figura 7.29c, el voltaje a través de *C* puede oscilar

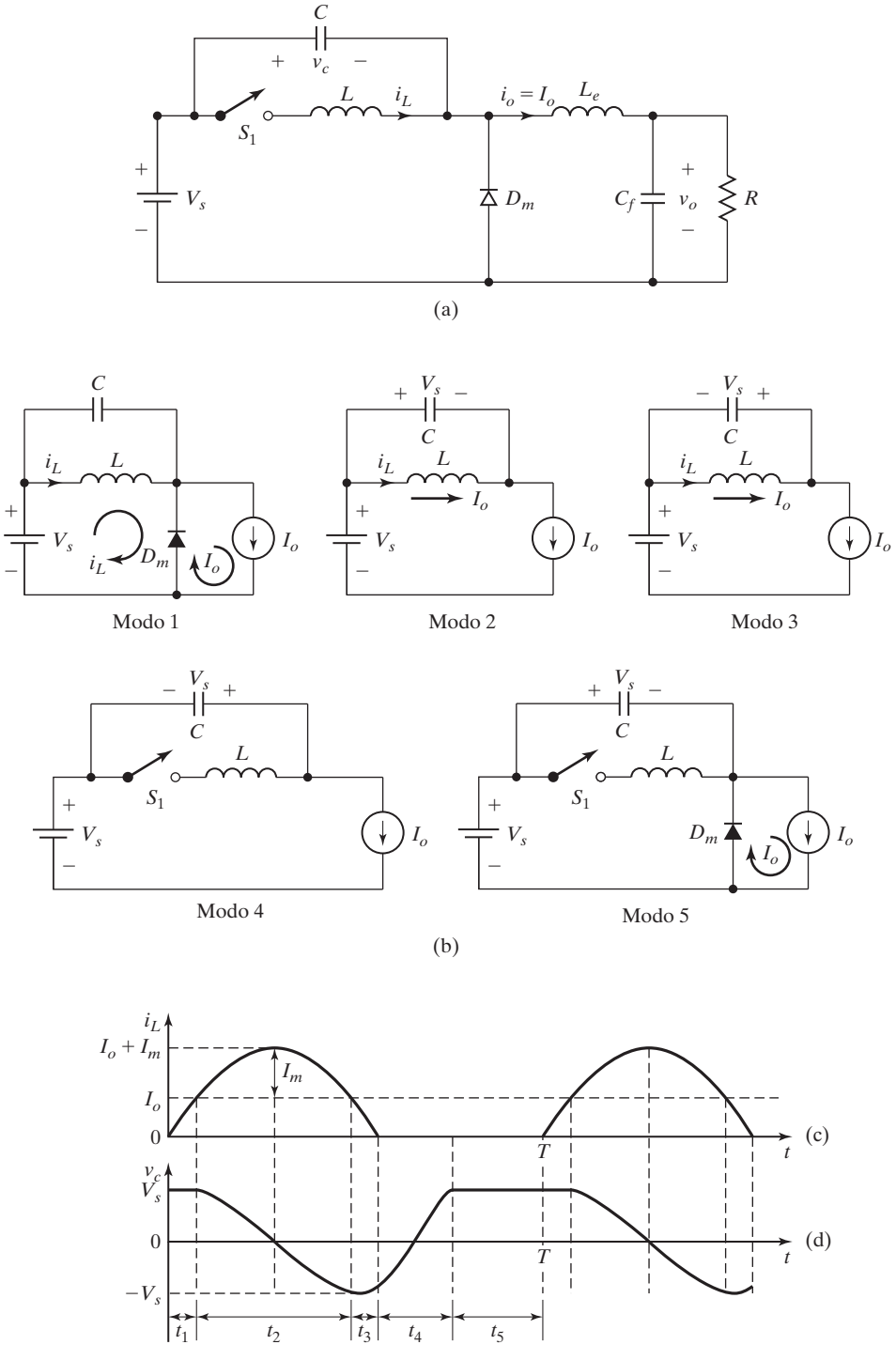
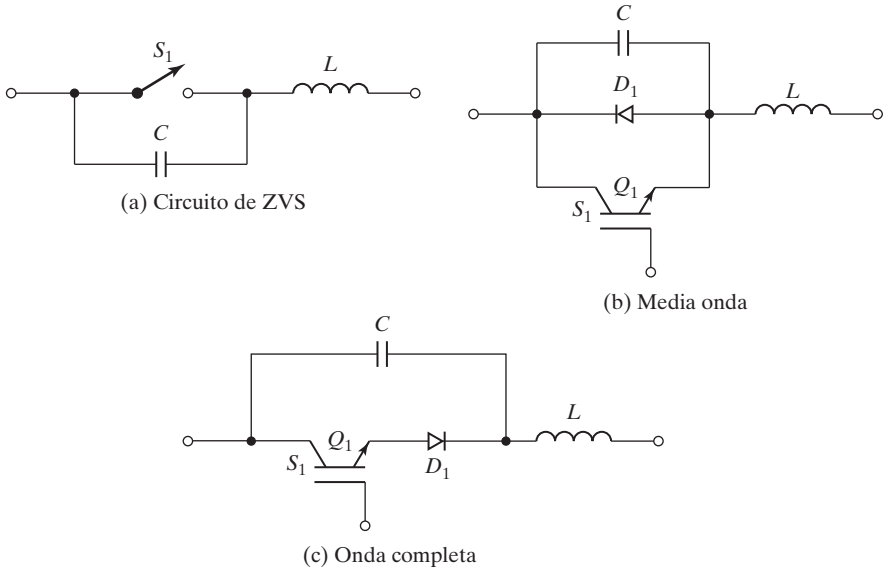


FIGURA 7.28

Convertidor resonante ZCS tipo *M*. (a) Circuito; (b) Circuitos equivalentes; (c) Corriente del inductor, y (d) Voltaje del capacitor.



(a) Circuito de ZVS

(b) Media onda

(c) Onda completa

FIGURA 7.29

Configuraciones de interruptores para convertidores resonantes ZVS.

libremente, y el interruptor funciona en una configuración de onda completa. Un convertidor resonante ZVS se muestra en la figura 7.30a. Un convertidor resonante ZVS es el dual del convertidor resonante ZCS de la figura 7.28a. Las ecuaciones para el convertidor resonante ZCS tipo M se pueden aplicar si i_L se reemplaza por v_c y viceversa, L por C y viceversa, y V_s por I_o y viceversa. El funcionamiento del circuito se puede dividir en cinco modos cuyos circuitos equivalentes se muestran en la figura 7.30b. Redefiniremos el origen del tiempo, $t = 0$ al principio de cada modo.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_1$. Tanto el interruptor S_1 como el diodo D_m están apagados. El capacitor C se carga a tasa constante de la corriente de la carga I_o. El voltaje del capacitor v_c, el cual sube, está dado por

$$v_c = \frac{I_o}{C} t \tag{7.54}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_1$ cuando $v_c\ (t = t_1) = V_s$. Es decir, $t_1 = V_s C/I_o$.

Modo 2. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_2$. El interruptor S_1 sigue apagado, pero el diodo D_m se enciende. El voltaje del capacitor v_c está dado por

$$v_c = V_m \operatorname{sen} \omega_o t + V_s \tag{7.55}$$

donde $V_m = I_o\sqrt{L/C}$. El voltaje pico del interruptor, que se presenta en el tiempo $t = (\pi/2)\sqrt{LC}$, es

$$V_{T(\text{pico})} = V_{c(\text{pico})} = I_o\sqrt{\frac{L}{C}} + V_s \tag{7.56}$$

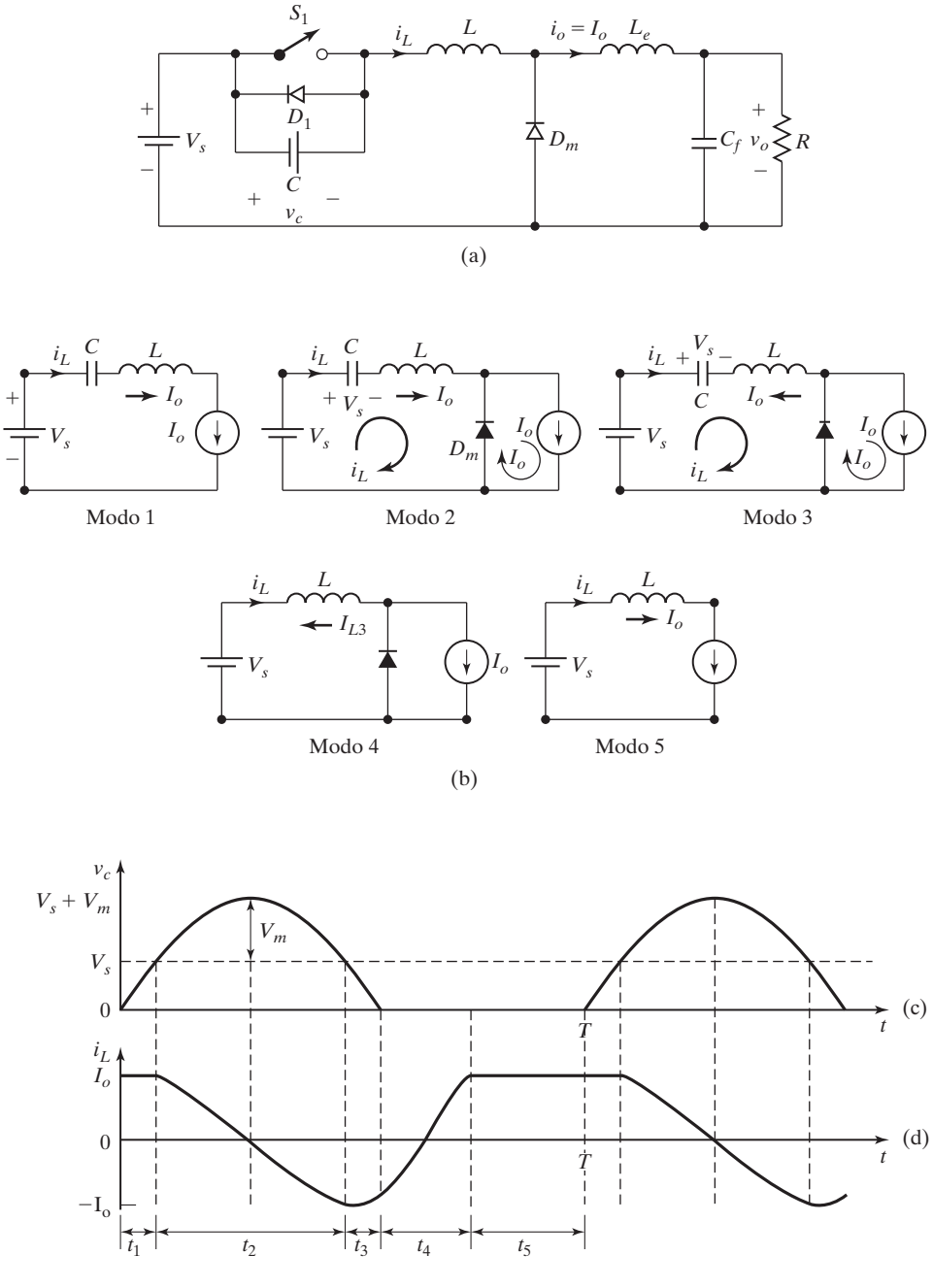


FIGURA 7.30

Convertidor resonante ZVS. (a) Circuito; (b) Circuitos equivalentes; (c) Voltaje del capacitor, y (d) Corriente del inductor.

La corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = I_o \cos \omega_o t \tag{7.57}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_2$ cuando $v_c(t = t_2) = V_s$, e $i_L\ (t = t_2) = -\ I_o$. Por consiguiente, $t_2 = \pi\sqrt{LC}$.

Modo 3. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_3$. El voltaje del capacitor que cae de V_s a cero está dado por

$$v_c = V_s - V_m \operatorname{sen} \omega_o t \tag{7.58}$$

La corriente del inductor i_L está dada por

$$i_L = -I_o \cos \omega_o t \tag{7.59}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_3$ cuando $v_c(t = t_3) = 0$, e $i_L(t = t_3) = I_{L3}$. Por consiguiente,

$$t_3 = \sqrt{LC}\, \operatorname{sen}^{-1} x$$

donde $x = V_s/V_m = (V_s/I_o)\sqrt{C/L}$.

Modo 4. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_4$. El interruptor se activa y el diodo D_m permanece activo. La corriente del inductor, que sube linealmente de I_{L3} a I_o está dada por

$$i_L = I_{L3} + \frac{V_s}{L} t \tag{7.60}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $i_L(t = t_4) = 0$. Por consiguiente, $t_4 = (I_o - I_{L3})$ (L/V_s). Observamos que I_{L3} es un valor negativo.

Modo 5. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_5$. El interruptor S_1 está activo, pero el diodo D_m está inactivo. La corriente de la carga I_o fluye a través del interruptor. Este modo termina en el tiempo $t = t_5$, cuando el interruptor S_1 se desactiva de nuevo y el ciclo se repite. Es decir, $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

Las formas de onda para i_L y v_c se muestran en la figura 7.30c y d. La ecuación (7.56) indica que el voltaje pico del interruptor $V_{T(\text{pico})}$ depende de la corriente de la carga I_o. Por consiguiente, una amplia variación en la corriente de carga da como resultado una amplia variación del voltaje del interruptor. Ésta es la razón de que los convertidores ZVS se utilicen sólo para aplicaciones de carga constante. El interruptor se debe activar sólo en cero voltaje. De otra manera, la energía almacenada en C se puede disipar en el interruptor. Para evitar esta situación, el diodo antiparalelo D_1 debe conducir antes de activar el interruptor.

Puntos clave de la sección 7.9

- Un ZCS determina la forma de onda del voltaje del interruptor durante el tiempo inactivo para crear una condición de voltaje cero para que el interruptor se active.

7.10 COMPARACIONES ENTRE CONVERTIDORES ZCS Y CONVERTIDORES RESONANTES ZVS

Los convertidores ZCS pueden eliminar las pérdidas por conmutación durante la desactivación y reducir las pérdidas por conmutación durante la activación. Como un capacitor relativamente grande está conectado en paralelo con el diodo D_m, el funcionamiento del inversor se vuelve insensible a la capacitancia en la unión del diodo. Cuando se utilizan

MOSFETs de potencia en convertidores ZCS, la energía almacenada en la capacitancia del dispositivo se disipa durante la activación. Esta pérdida capacitiva durante la activación es proporcional a la frecuencia de conmutación. Durante la activación, una tasa alta de cambio del voltaje puede aparecer en el circuito de excitación (o control) de compuerta debido al acoplamiento a través del capacitor Miller, y de este modo se incrementa la pérdida por conmutación y el ruido. Otra limitación es que los interruptores están sometidos a una condición de esfuerzo de alta corriente, y el resultado es una mayor pérdida por conducción. Sin embargo, debemos observar que los ZCS son particularmente efectivos en la reducción de pérdidas por conmutación para dispositivos de potencia (como los IGBT) con grandes corrientes de cola en el proceso de desactivación.

Por la naturaleza del tanque resonante y del convertidor ZCS, la corriente pico del interruptor es mucho más alta que en una onda cuadrada. Además, se establece un alto voltaje a través del interruptor en el estado inactivo después de la oscilación resonante. Cuando el interruptor se activa de nuevo la energía almacenada en el capacitor de salida se descarga a través del interruptor, lo que provoca una pérdida significativa de potencia a altas frecuencias y altos voltajes. Esta pérdida por conmutación se puede reducir con un convertidor ZVS.

El ZVS elimina las pérdidas capacitivas durante la activación. Es adecuado para un funcionamiento a alta frecuencia. Sin fijación de voltaje los interruptores se pueden someter a un esfuerzo de voltaje excesivo, el cual es proporcional a la carga.

Tanto para los convertidores ZCS como para los convertidores ZVS, el control del voltaje de salida se puede lograr variando la frecuencia. El convertidor ZCS funciona con un control de tiempo de activación constante, en tanto que el ZVS funciona con un control de tiempo de desactivación constante.

7.11 CONVERTIDORES RESONANTES ZVS DE DOS CUADRANTES

El concepto ZVS se puede ampliar a un convertidor de dos cuadrantes como se muestra en la figura 7.31a, donde los capacitores C_+ y $C_- = C/2$. El inductor L tiene un valor tal que forma un circuito resonante. La frecuencia resonante es $f_o = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, y es mucho más grande que la frecuencia de conmutación f_s. Suponiendo que la capacitancia del filtro en el lado de entrada C_e es grande, la carga se reemplaza por un voltaje de cd, V_{cd}, como se muestra en la figura 7.31b. Los funcionamientos del circuito se pueden dividir en seis modos. Los circuitos equivalentes de los modos se muestran en la figura 7.31e.

Modo 1. El interruptor S_+ está activo. Suponiendo una corriente inicial de $i_{L0} = 0$, la corriente del inductor $i_L$está dada por

$$i_L = \frac{V_s}{L}t \tag{7.61}$$

Este modo termina cuando el voltaje en el capacitor C_+ es cero y S_+ está desactivado. El voltaje en C_- es V_s.

Modo 2. Los interruptores S_+ y S_- están desactivados. Este modo comienza con C_+ a un voltaje cero y C_- a un voltaje V_s. El equivalente de este modo se puede simplificar como un circuito resonante de C y L con una corriente inicial en el inductor I_{L1}. La corriente i_L se puede representar de forma aproximada por

$$i_L = (V_s - V_{\text{cd}})\sqrt{\frac{L}{C}}\,\text{sen}\,\omega_o t + I_{L1} \tag{7.62}$$

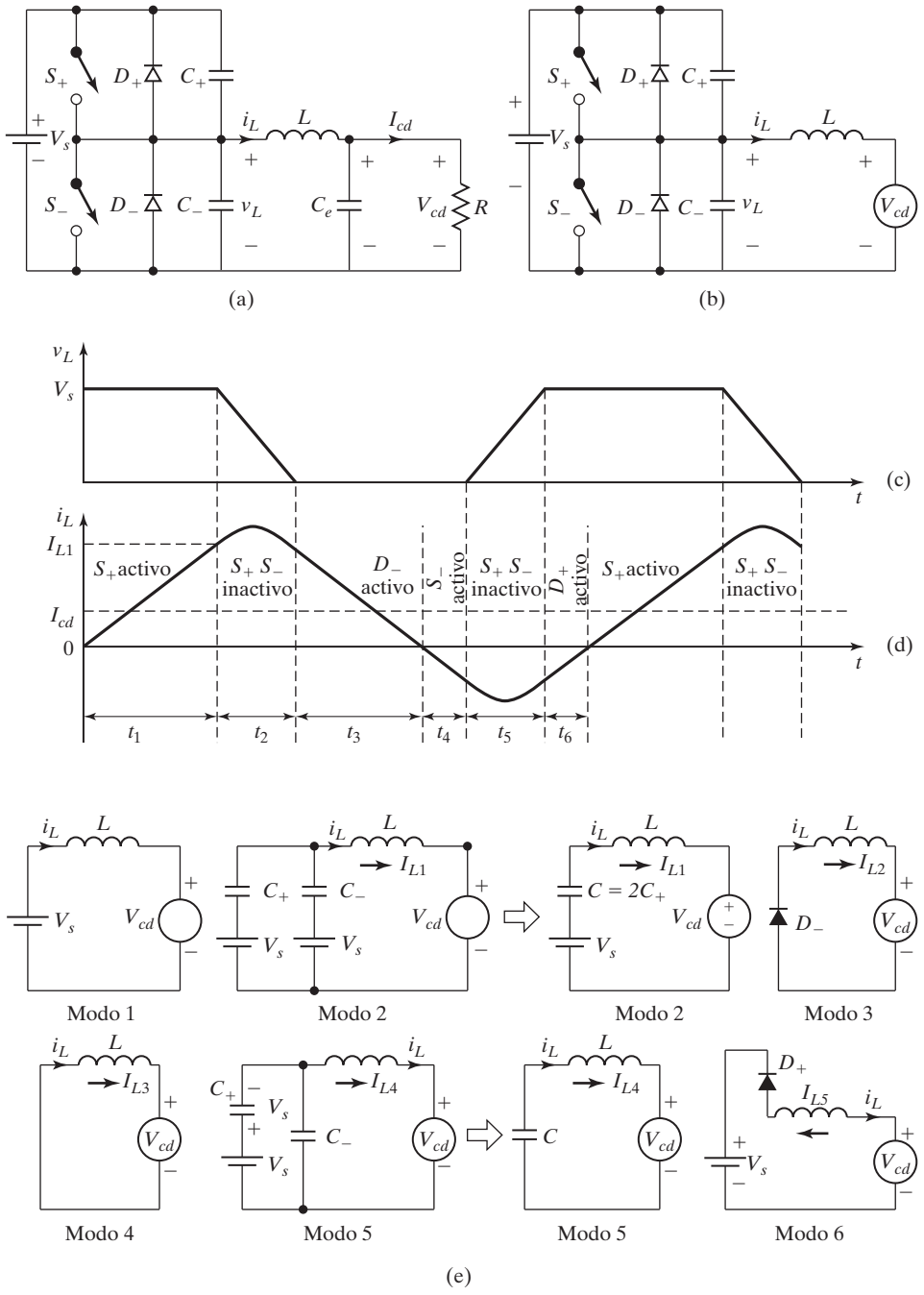


FIGURA 7.31

Convertidor resonante ZVS de dos cuadrantes. (a) Circuito; (b) Circuitos simplificados; (c) Voltaje de salida de la carga; (d) Corriente de carga en el inductor, y (e) Circuitos equivalentes.

La caída lineal del voltaje v_o de V_s a cero se puede representar de forma aproximada. Es decir,

$$v_o = V_s - \frac{V_s C}{I_{L1}} t \tag{7.63}$$

Este modo termina cuando v_o llega a cero y el diodo D_- se activa.

Modo 3. El diodo D_- se activa. La corriente i_L baja linealmente de $I_{L2}(= I_{L1})$ a 0.

Modo 4. El interruptor S_- se activa cuando i_L y v_o llegan a cero. La corriente i_L en el inductor sigue bajando en la dirección negativa a I_{L4} hasta que el voltaje del interruptor llega a cero, y S_- se desactiva.

Modo 5. Los interruptores S_+ y S_- están desactivados. Este modo comienza con C_- a un voltaje cero y C_+ a un voltaje V_s, y es semejante al modo 2. El voltaje v_o se puede aproximar subiendo linealmente de 0 a V_s. Este modo termina cuando v_c tiende a volverse mayor que V_s y el diodo D_1 se activa.

Modo 6. El diodo D_+ se activa; i_L baja linealmente de I_{L5} a cero. Este modo termina cuando $i_L = 0$. Pero S_+ se activa y el ciclo se repite.

Las formas de onda de i_L y v_o se muestran en las figuras 7.31c y d. Para el convertidor ZVS, i_L debe fluir en ambas direcciones de modo que un diodo conduzca antes de que su interruptor se active. El voltaje de salida puede hacerse casi de onda cuadrada al elegir la frecuencia resonante f_o mucho más grande que la frecuencia de conmutación. El voltaje de salida se puede regular con un control de frecuencia. El voltaje del interruptor se fija a sólo V_s. Sin embargo, los interruptores tienen que conducir i_L, la cual tiene rizos altos y picos más altos que la corriente I_o de la carga. El convertidor puede funcionar en un modo de regulación por corriente para obtener la forma de onda deseada de i_L.

El circuito de la figura 7.31a se puede ampliar para que represente un inversor monofásico de medio puente como se muestra en la figura 7.32. En la figura 7.33a se muestra una versión trifásica, donde la inductancia L de la carga constituye el circuito resonante. En la figura 7.33b se muestra una rama de un circuito trifásico en el que se utiliza un inductor resonante aparte [10].

7.12 INVERSORES RESONANTES DE ENLACE DE CD

En inversores resonantes de enlace de cd se conecta un circuito resonante entre el voltaje de entrada de cd y el inversor PWM, de modo que el voltaje de entrada al inversor oscile entre cero y un valor un poco mayor que el doble del voltaje de cd de entrada. El enlace resonante, que es semjante al del inversor clase E de la figura 7.20a se muestra en la figura 7.34a, donde I_o es

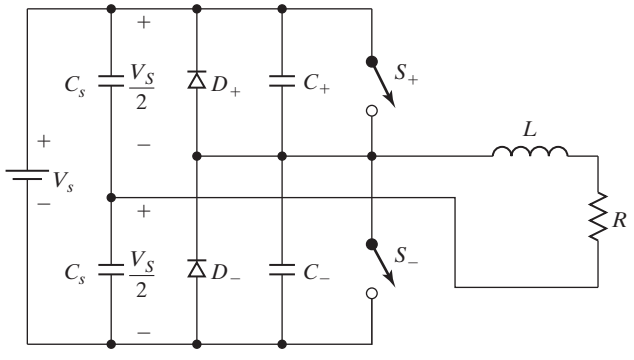
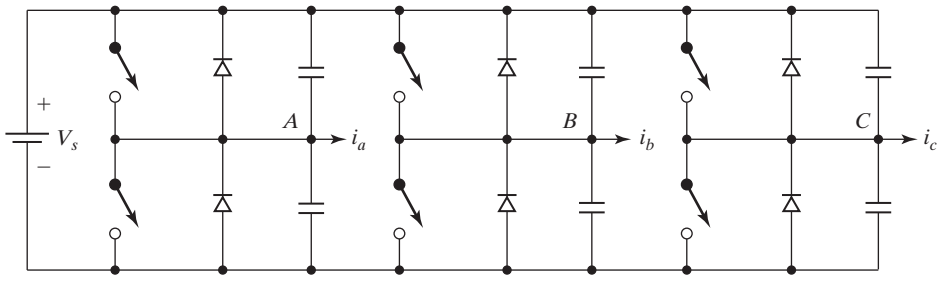
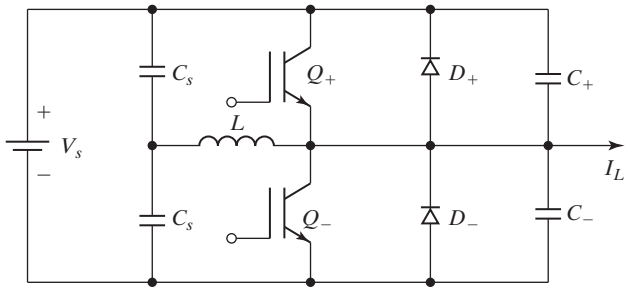


FIGURA 7.32
Inversor resonante ZVS monofásico.



(a) Circuito



(b) Una rama

FIGURA 7.33
Inversor resonante ZVS trifásico.

la corriente absorbida por el inversor. Suponiendo un circuito sin pérdidas y $R = 0$, el voltaje de enlace es

$$v_c = V_s(1 - \cos \omega_o t) \tag{7.64}$$

y la corriente i_L del inductor es

$$i_L = V_s\sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega_o t + I_o \tag{7.65}$$

En condiciones sin pérdidas, la oscilación continúa y no es necesario activar el interruptor S_1. Sin embargo, en la práctica se pierde potencia en R, i_L es una senoide amortiguada y S_1 se activa para llevar la corriente a su nivel inicial. El valor de R es pequeño y el circuito está subamortiguado. En esta condición, i_L y v_c se pueden mostrar [11] como

$$i_L \approx I_o + e^{\alpha t}\left[\frac{V_s}{\omega L} \operatorname{sen} \omega_o t + (I_{Lo} - I_o)\cos \omega_o t\right] \tag{7.66}$$

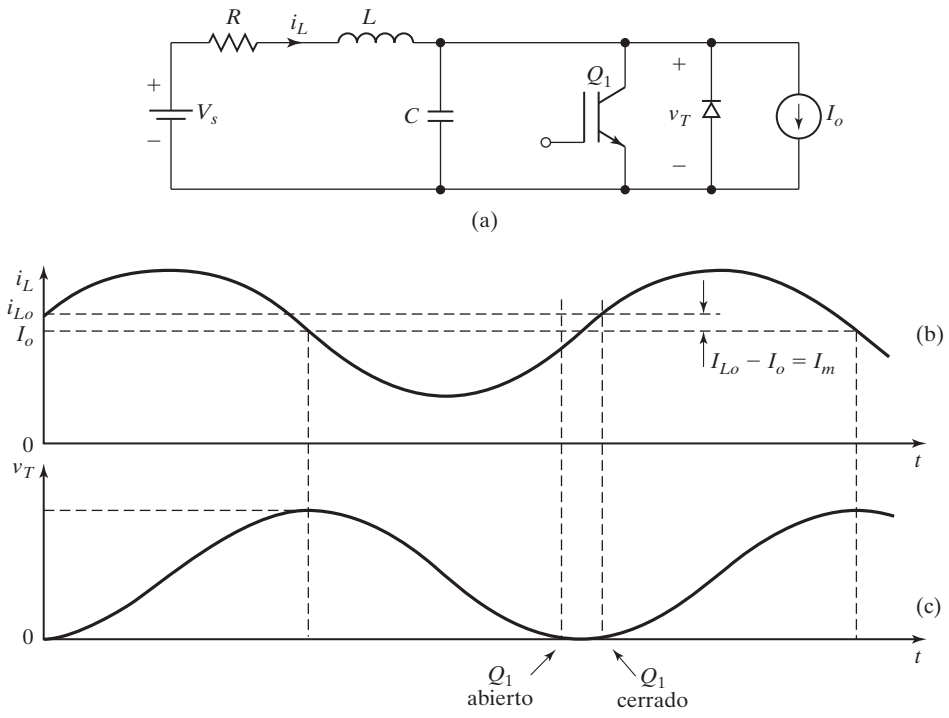


FIGURA 7.34

Enlace resonante de cd. (a) Circuito; (b) Corriente en el inductor, y (c) Voltaje en el transistor.

y el voltaje v_c en el capacitor es

$$v_c \approx V_s + e^{-\alpha t}[\omega_o L(I_{Lo} - I_o) \operatorname{sen} \omega_o t - V_s \cos \omega_o t] \tag{7.67}$$

Las formas de onda de v_c e i_L se muestran en la figura 7.34b y c. El interruptor S_1 se activa cuando el voltaje en el capacitor baja a cero y se desactiva cuando la corriente i_L alcanza el nivel de la corriente inicial I_{Lo}. Observamos que el voltaje del capacitor depende sólo de la diferencia $I_m (= I_{Lo} - I_o)$ y no de la corriente I_o de la carga. Por consiguiente, el circuito de control debe vigilar $(i_L - I_o)$, cuando el interruptor esté conduciendo y desactivar el interruptor cuando se alcanza el valor deseado de I_m.

En la figura 7.35a se muestra un inversor trifásico resonante de enlace de cd. Los seis dispositivos inversores se controlan mediante señales de compuerta de tal modo que se establezcan oscilaciones periódicas en el circuito LC de enlace de cd. Los dispositivos se activan y desactivan a voltajes de enlace cero, y de este modo se logra activar y desactivar todos los dispositivos sin pérdidas. Las formas de onda para el voltaje de enlace y el voltaje de línea a línea del inversor se muestran en las figuras 7.35b y c.

El ciclo resonante de enlace de cd normalmente se inicia con un valor fijo de la corriente inicial del capacitor. Esto hace que el voltaje a través del enlace de cd resonante exceda los $2V_s$,

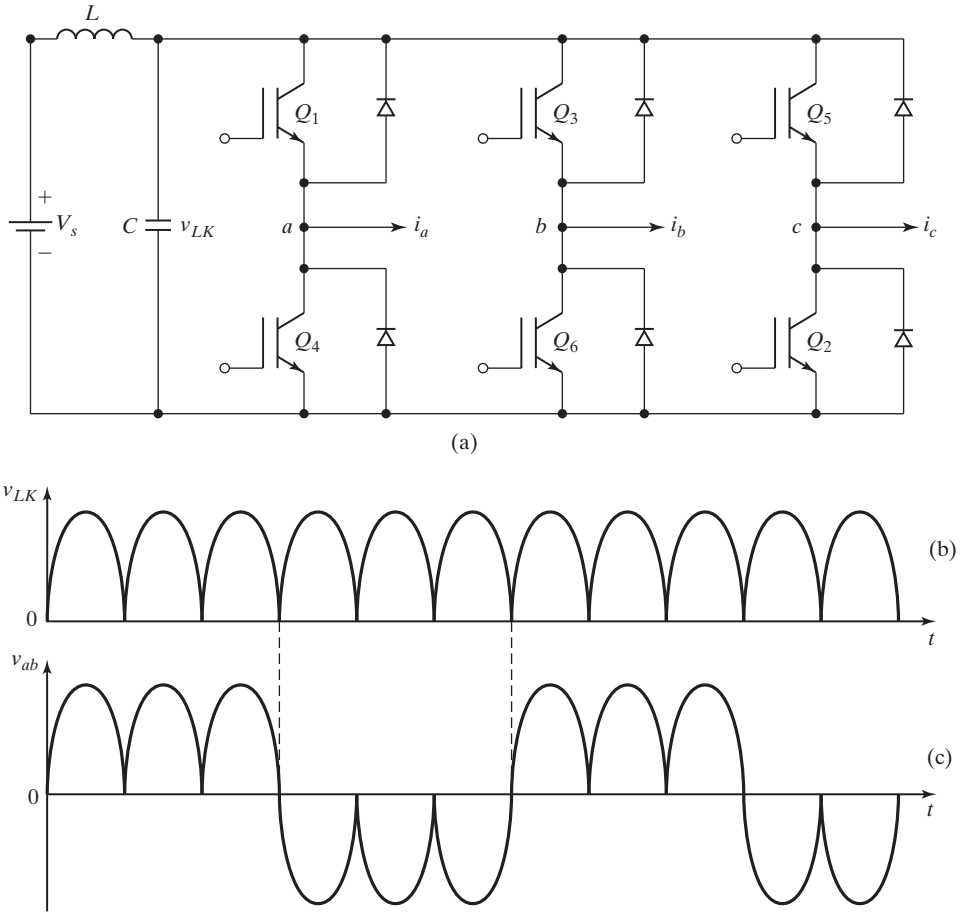


FIGURA 7.35

Inversor trifásico resonante de enlace de cd. (a) Inversor de enlace de cd; (b) Voltaje del circuito tanque, y (c) Voltaje de salida.

y todos los dispositivos inversores se someten a este esfuerzo por alto voltaje. Un fijador activo [12], como se muestra en la figura 7.36a, puede limitar el voltaje de enlace que se muestra en la figura 7.36b y c. El factor de fijación k está relacionado con el periodo T_k del circuito tanque y con la frecuencia resonante $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$ por

$$T_k\omega_o = 2\left[\cos^{-1}(1-k) + \frac{\sqrt{k(2-k)}}{k-1}\right] \text{ para } 1 \le k \le 2 \tag{7.68}$$

Es decir, para un valor fijo de k, T_k se puede determinar para un circuito resonante dado. Con $k = 1.5$ el periodo T_k del circuito tanque debe ser $T_k = 7.65\sqrt{LC}$.

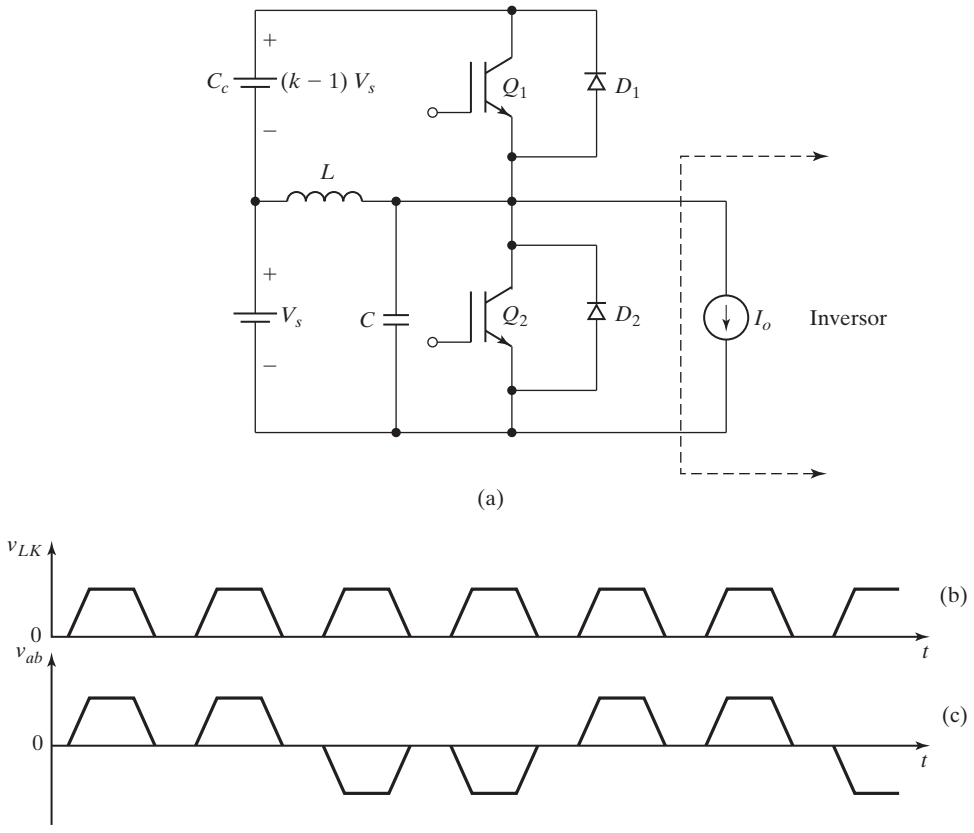


FIGURA 7.36

Inversor resonante de enlace de cd con fijación activa. (a) Circuito; (b) Voltaje del circuito tanque, y (c) Voltaje de salida.

RESUMEN

Los inversores resonantes se utilizan en aplicaciones de alta frecuencia que requieren un voltaje fijo de salida. La frecuencia máxima resonante está limitada por los tiempos de desactivación de los tiristores o transistores. Los inversores resonantes permiten una regulación limitada del voltaje de salida. Los inversores resonantes en paralelo se abastecen con una fuente de cd constante y producen un voltaje senoidal de salida. Los inversores y rectificadores resonantes clase E son sencillos y se utilizan sobre todo para aplicaciones de baja potencia y alta frecuencia. Los convertidores ZVS y ZCS se vuelven cada vez más populares porque se activan y desactivan con corriente o voltaje cero, por lo que se eliminan las pérdidas por conmutación. En inversores resonantes de enlace de cd se conecta un circuito resonante entre el inversor y la fuente de cd. Los pulsos de voltaje resonante se producen a la entrada del inversor, y los dispositivos inversores se activan y desactivan con voltajes cero.

REFERENCIAS

[1] Forsyth, A.J. (1996). "Review of resonant techniques in power electronic systems". *IEEE Power Engineering Journals*. (110−120).

[2] Steigerwald, R.L. (1998). "A compromise of hall-bridge resonance converter topologies". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. PE3, núm. 2. (174-182).

[3] Liu, K., R. Oruganti, y F. C. Y. Lee. (1987). "Quasi-resonant converters: Topologies and characteristics". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. PE2, núm. 1. (62-71).

[4] Hui. R.S.Y., y H. S. Chung. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. San Diego, CA. Academic Press. Capítulo 15, Resonant and Soft-Switching Converter.

[5] Sokal, N.O., y A. D. Sokal. (1975). "Class E: A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power *amplifiers*". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Vol. 10, núm. 3.(168-176).

[6] Zuliski, R.E. (1986). "A high-efficiency self-regulated class-E power inverter/converter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. IE-33, núm. 3. 340-342.

[7] Kazimierczuk, M.K., e I. Jozwik. (1990). "Class-E zero-voltage switching and zero-current switching rectifiers". *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. Vol. CS-37, núm. 3. (436-444).

[8] Lee, F.C. (1988). "High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies". *IEEE International Conference on Industrial Electronics*. (509-521).

[9] Tabisz, W.A., y F. C. Lee. (1989). "DC Analysis and Design of Zero-Voltage Switched Multi Resonant Converters". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*. (243-251).

[10] Henze, C.P., H. C. Martin, y D. W. Parsley, (1988). "Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse-Width Modulation". *IEEE Applied Power Electronics Conference*. (33-40).

[11] Devan, D.M. (1989). "The resonant DC link converter: A new concept in static power conversion". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA-25, núm. 2. (317-325).

[12] Devan, D.M., y G. Skibinski. (1989). "Zero-switching loss inverters for high power applications". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA-25, núm. 4. (634-643).

[13] Kazimierczuk, M.K., y D. Czarkowski. (2011). *Resonant Power Converters.* Nueva York. Wiley-IEEE Press, 2ª. ed. abril.

PREGUNTAS DE REPASO

7.1 ¿Cuál es el principio de los inversores resonantes en serie?
7.2 ¿Qué es la zona muerta de un inversor resonante?
7.3 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas de los inversores resonantes con interruptores bidireccionales?
7.4 Cuáles son las ventajas y desventajas de los inversores resonantes con interruptores unidireccionales?
7.5 ¿Cuál es la condición necesaria para la oscilación resonante en serie?
7.6 ¿Cuál es el propósito de los inductores acoplados en inversores resonantes de medio puente?
7.7 ¿Cuáles son las ventajas de los tiristores de conducción inversa en inversores resonantes?
7.8 ¿Qué es un control traslapado de inversores resonantes?
7.9 ¿Qué es un control no traslapado de inversores?
7.10 ¿Cuáles son los efectos de la carga en serie en un inversor resonante en serie?
7.11 ¿Cuáles son los efectos de la carga en paralelo en un inversor resonante en serie?
7.12 ¿Cuáles son los efectos tanto de la carga en paralelo como de la carga en serie en un inversor resonante en serie?
7.13 ¿Cuáles son los métodos de control de voltaje de inversores resonantes en serie?
7.14 ¿Cuáles son las ventajas de los inversores resonantes en paralelo?

7.15 ¿Qué es el inversor resonante clase E?
7.16 ¿Cuáles son las ventajas y limitaciones de los inversores resonantes clase E?
7.17 ¿Qué es un rectificador resonante clase E?
7.18 ¿Cuáles son las ventajas y limitaciones de los rectificadores resonantes clase E?
7.19 ¿Cuál es el principio de los convertidores resonantes de conmutación por corriente cero (ZCS)?
7.20 ¿Cuál es el principio de los convertidores resonantes de conmutación por voltaje cero (ZVS)?
7.21 ¿Cuáles son las ventajas y limitaciones de los convertidores ZCS?
7.22 ¿Cuáles son las ventajas y limitaciones de los convertidores ZVS?

PROBLEMAS

7.1 El inversor resonante en serie básico de la figura 7.la tiene $L_1 = L_2 = L = 25\ \mu H$, $C = 2\ \mu F$, y $R = 4\ \Omega$. El voltaje de cd de entrada es $V_s = 220$ V y la frecuencia de salida es $f_o = 6.5$ kHz. El tiempo de desactivación de los transistores es $t_{off} = 15\ \mu s$. Determine **(a)** el tiempo de desactivación t_{off} disponible (o de circuito); **(b)** la frecuencia máxima permisible $f_{máx}$; **(c)** el voltaje pico a pico V_{pp} del capacitor, y **(d)** la corriente pico de la carga I_p. **(e)** Trace la gráfica de la corriente instantánea $i_o(t)$ de la carga, el voltaje del capacitor $v_c(t)$ y la corriente de cd de suministro $I_s(t)$. **(f)** Calcule la corriente rms de la carga I_o; **(g)** la potencia de salida P_o; **(h)** la corriente promedio de suministro I_s; e **(i)** las corrientes promedio, pico, y rms del transistor.

7.2 El inversor resonante de medio puente de la figura 7.3 utiliza control sin traslape. La frecuencia del inversor es $f_o = 8.5$ kHz. Si $C_1 = C_2 = C = 2\ \mu F$, $L_1 = L_2 = L = 40\ \mu H$, $R = 1.2\ \Omega$, y $V_s = 220$V, determine **(a)** la corriente pico de suministro I_{ps}; **(b)** la corriente promedio del transistor I_A, y **(c)** la corriente rms I_R del transistor.

7.3 El inversor resonante de la figura 7.7a tiene $C = 2\ \mu F$, $L = 20\ \mu H$, $R = \infty$, y $V_s = 220$ V. El tiempo de desactivación del transistor es $t_{off} = 12\mu s$. La frecuencia de salida es $f_o = 15$ kHz. Determine **(a)** la corriente pico de suministro I_p; **(b)** la corriente promedio del transistor I_A; **(c)** la corriente rms del transistor I_R; **(d)** el voltaje pico a pico V_{pp} del capacitor; **(e)** la frecuencia máxima permisible $f_{máx}$, y **(f)** la corriente promedio de suministro I_s.

7.4 El inversor resonante de medio puente de la figura 7.8a funciona a una frecuencia $f_0 = 3.5$ kHz en el modo sin traslape. Si $C_1 = C_2 = C = 2\ \mu F$, $L = 20\ \mu H$, $R = 1.5\ \Omega$, y $V_s = 220$ V, determine **(a)** la corriente pico de suministro I_p; **(b)** la corriente promedio I_A del transistor; **(c)** la corriente rms I_R del transistor; **(d)** la corriente rms I_o de la carga, y **(e)** la corriente promedio de suministro I_s.

7.5 Repita el problema 7.4 con un control de traslape de modo que las activaciones de Q_1 y Q_2 se adelanten 50% de la frecuencia resonante.

7.6 El inversor resonante de puente completo de la figura 7.9a funciona a una frecuencia de $f_0 = 3.5$ kHz. Si $C = 2\ \mu F$, $L = 20\ \mu H$, $R = 1.2\ \Omega$, y $V_s = 220$ V, determine **(a)** la corriente pico de suministro I_p; **(b)** la corriente promedio del transistor I_A; **(c)** la corriente rms del transistor I_R; **(d)** la corriente rms de la carga I_a; y **(e)** la corriente promedio de suministro I_s.

7.7 Un inversor resonante en serie con una carga conectada en serie suministra una potencia de carga $P_L = 2$kW en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 5\ \Omega$. La frecuencia resonante es $f_0 = 25$ kHz. Determine **(a)** el voltaje de cd de entrada V_s; **(b)** el factor de calidad Q, si se requiere para reducir la potencia de la carga a 500 W mediante control de frecuencia de modo que $u = 0.8$; **(c)** el inductor L, y **(d)** el capacitor C.

7.8 Un inversor resonante en serie con una carga conectada en paralelo suministra una potencia de carga de $P_L = 2$ kW a un voltaje pico de carga sinusoidal de $V_p = 330$ V y en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 5\ \Omega$. La frecuencia resonante es $f_0 = 25$ kHz. Determine **(a)** el voltaje de cd de entrada V_s; **(b)** la relación de frecuencia u si se requiere para reducir la potencia de la carga a 500 W mediante control de frecuencia; **(c)** el inductor L, y **(d)** el capacitor C.

7.9 Un inversor resonante en paralelo suministra una potencia de carga de $P_L = 2$ kW en un voltaje pico de carga senoidal de $V_p = 170$ V y en resonancia. La resistencia de la carga es $R = 5\ \Omega$. La frecuencia

resonante es $f_0 = 25$ kHz. Determine **(a)** la corriente de entrada de suministro de cd I_s; **(b)** el factor de calidad Q_p si se requiere para reducir la potencia de carga a 500 W mediante control de frecuencia de modo que $u = 1.25$; **(c)** el inductor L, y **(d)** el capacitor C.

7.10 El inversor clase E de la figura 7.20a opera en resonancia y tiene $V_s = 18$ V y $R = 5\ \Omega$. La frecuencia de conmutación es $f_s = 50$ kHz. **(a)** Determine los valores óptimos de L, C, C_e y L_e. **(b)** Use PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y el voltaje del interruptor v_T para $k = 0.304$. Suponga que $Q = 7$.

7.11 El rectificador clase E de la figura 7.23a suministra una potencia de carga de $P_L = 1.5$ W a $V_o = 5$ V. El voltaje pico de suministro es $V_m = 12$ V. La frecuencia de suministro es $f = 350$ kHz. El rizo pico a pico en el voltaje de salida es $\Delta V_o = 20$ mV. **(a)** Determine los valores de L, C y C_f, y **(b)** las corrientes rms y de cd de L y C. **(c)** Use PSpice para graficar el voltaje de salida v_o y la corriente del inductor i_L.

7.12 El convertidor resonante ZCS de la figura 7.27a suministra una potencia máxima de $P_L = 1.5$ W a $V_o = 5$ V. El voltaje de suministro es $V_s = 15$ V. La frecuencia máxima de funcionamiento es $f_{\text{máx}} = 40$ kHz. Determine los valores L y C. Suponga que los intervalos t_1 y t_3 son muy pequeños, y que $x = I_m/I_o = 1.5$.

7.13 El convertidor resonante ZVS de la figura 7.30a suministra una potencia de carga de $P_L = 1$ W a $V_o = 5$ V. El voltaje de suministro es $V_s = 15$ V. La frecuencia de funcionamiento es $f = 40$ kHz. Los valores de L y C son $L = 150\ \mu$H y $C = 0.05\ \mu$F. **(a)** Determine el voltaje pico V_{pico} y la corriente pico I_{pico} del interruptor, y **(b)** las duraciones de cada modo.

7.14 Para el circuito de fijación activa de la figura 7.36, trace la gráfica de la relación f_c/f_k para $1 < k \leq 2$.

CAPÍTULO 8

Inversores multinivel

Al concluir este capítulo los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:

- Enumerar los tipos de inversores multinivel.
- Describir la técnica de conmutación para inversores multinivel y sus tipos.
- Describir el principio de funcionamiento de los inversores multinivel.
- Enumerar las características principales de los inversores multinivel y sus tipos.
- Enumerar las ventajas y desventajas de los inversores multinivel.
- Describir la estrategia de control para abordar el desbalanceo del voltaje del capacitor.
- Enumerar las aplicaciones potenciales de los inversores multinivel.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
I_o; I_m	Voltajes instantáneo y de salida pico, respectivamente
V_a; V_b; V_c	Voltajes rms de línea a, b y c, respectivamente
V_{an}; V_{bn}; V_{cn}	Voltajes rms de fases a, b y c, respectivamente
V_{dc}; E_m	Voltaje de suministro de cd y voltaje del capacitor, respectivamente
m	Número de niveles
V_1; V_2; V_3; V_4; V_5	Voltajes de los niveles 1, 2,...5, respectivamente
V_D	Voltaje de bloqueo de diodo

8.1 INTRODUCCIÓN

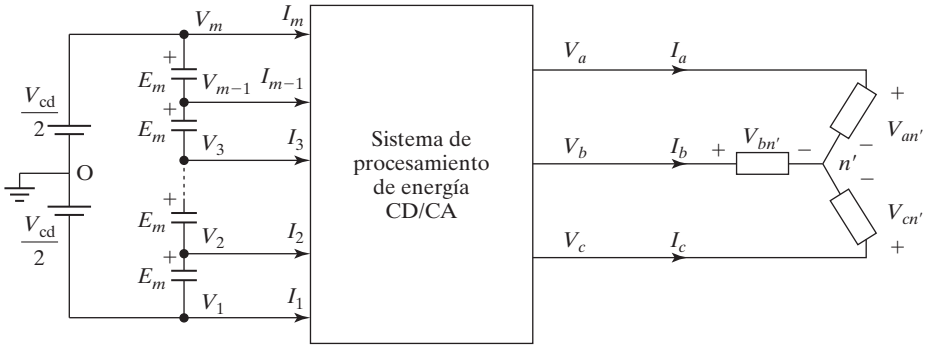
Los inversores de fuente de voltaje producen un voltaje o una corriente de salida con niveles de 0 o $\pm V_{\text{cd}}$. Se conocen como inversores de dos niveles. Para obtener una forma de onda de voltaje o corriente de salida de calidad con un contenido mínimo de rizo requieren una alta frecuencia de conmutación junto con varias técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM). Sin embargo, en aplicaciones de alta potencia y alto voltaje estos inversores de dos niveles tienen algunas limitaciones al funcionar a alta frecuencia, sobre todo a causa de pérdidas por conmutación y restricciones de capacidad de los dispositivos. Además, los dispositivos semiconductores de conmutación deben utilizarse de modo que se eviten los problemas asociados con sus combinaciones en serie-paralelo necesarias para obtener capacidad de manejo de altos voltajes y corrientes.

Los inversores multinivel han despertado un gran interés en las industrias de la potencia, el transporte y la energía renovable [12]. Ofrecen un nuevo conjunto de características que son muy adecuadas para usarse en la compensación de potencia reactiva. Puede ser más fácil producir un inversor de alta potencia y alto voltaje con una estructura multinivel por la forma

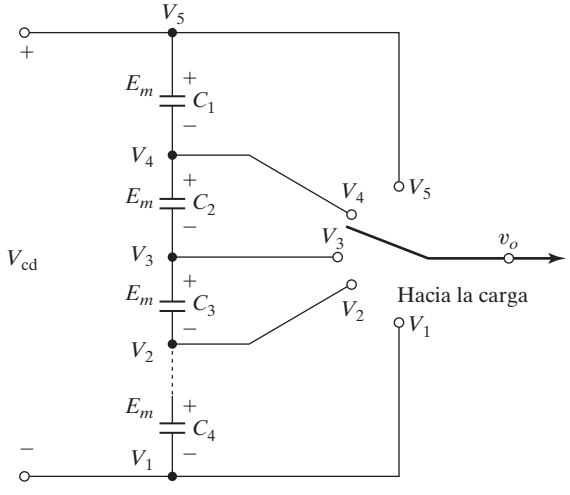
en que se controlan los esfuerzos de voltaje en la estructura de un dispositivo. Si se aumenta el número de niveles de voltaje en el inversor sin que se requieran dispositivos individuales de mayor capacidad se puede incrementar la capacidad de potencia. La estructura única de los inversores multinivel de fuente-voltaje les permite alcanzar altos voltajes con pocos armónicos sin utilizar un transformador o dispositivos de conmutación sincronizados conectados en serie. A medida que crece el número de niveles de voltaje el contenido armónico de la forma de onda del voltaje de salida se reduce considerablemente [1,2]. La entrada es una cd e, idealmente, la salida debe ser una onda seno. Los parámetros de desempeño de los convertidores multinivel son semejantes a los de los inversores PWM explicados en el capítulo 6.

8.2 CONCEPTO MULTINIVEL

Consideremos un sistema inversor trifásico [4] como el de la figura 8.1a con un voltaje de cd V_{cd}. Los capacitores conectados en serie constituyen el tanque de energía para el inversor, ya



(a) Sistema de procesamiento de potencia multinivel trifásico



(b) Esquema de un solo polo de un inversor multinivel con un interruptor

FIGURA 8.1

Topología general de los inversores multinivel.

que proporcionan algunos nodos a los cuales se puede conectar el inversor multinivel. Cada capacitor tiene el mismo voltaje E_m, el cual está dado por

$$E_m = \frac{V_{\text{cd}}}{m-1} \tag{8.1}$$

donde m denota el número de niveles. El término *nivel* se refiere al número de nodos a los cuales puede tener acceso el inversor. Un inversor de m niveles requiere $(m - 1)$ capacitores.

Los voltajes de fase de salida se pueden definir como los voltajes a través de las terminales de salida del inversor y el punto de tierra indicado por O en la figura 8.1a. Más aún, los voltajes y corrientes en un nodo de entrada se refieren a los voltajes de la terminal de entrada del inversor en referencia con el punto de tierra y las corrientes correspondientes que salen de cada nodo de los capacitores hacia el inversor, respectivamente. Por ejemplo, los voltajes (cd) en un nodo de entrada se designan V_1, V_2, etc., y las corrientes (cd) en un nodo de entrada se indican por I_1, I_2, etc., como se muestra en la figura 8.1a. V_a, V_b y V_c son los valores (rms) de la raíz cuadrada de la media de los cuadrados de los voltajes de carga de línea; I_a, I_b e I_c son los valores rms de las corrientes de carga de línea. La figura 8.1b muestra el esquema de un polo en un inversor multinivel donde v_o indica un voltaje de fase de salida que puede asumir cualquier nivel de voltaje dependiendo de la selección del voltaje (cd) de nodo V_1, V_2, etc. Por consiguiente, un polo en un inversor multinivel se puede considerar como un interruptor de múltiples vías y un solo polo. Al conectar el interruptor a un nodo a la vez, se puede obtener la salida deseada. La figura 8.2 muestra el voltaje de salida típico de un inversor de cinco niveles.

La implementación real del interruptor requiere dispositivos de conmutación bidireccionales para cada nodo. La estructura topológica del inversor multinivel debe (1) tener el mínimo posible de dispositivos de conmutación; (2) ser capaz de soportar un muy alto voltaje de entrada para aplicaciones de alta potencia, y (3) tener una baja frecuencia de conmutación para cada dispositivo de conmutación.

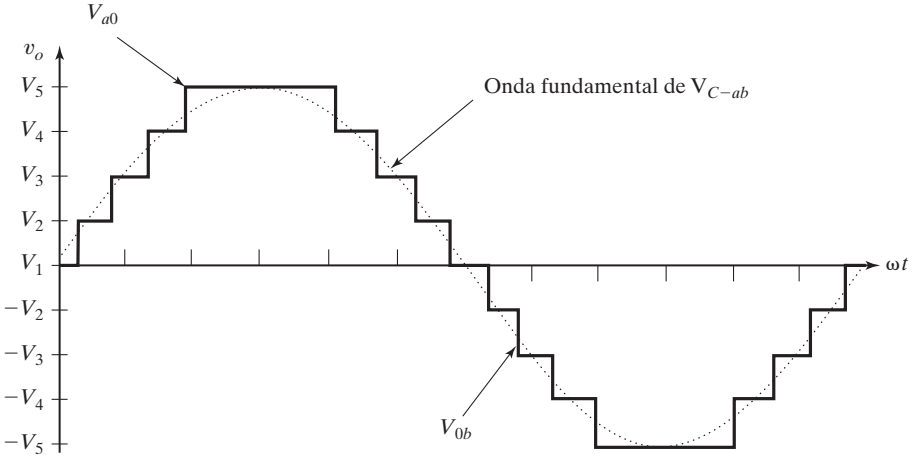


FIGURA 8.2

Voltaje de salida típico de un inversor de cinco niveles.

8.3 TIPOS DE INVERSORES MULTINIVEL

La estructura general del convertidor multinivel es para sinterizar un voltaje casi senoidal a partir de varios niveles de voltajes de cd, obtenidos por lo común de fuentes de voltaje del capacitor. A medida que aumenta el número de niveles, la forma de onda de salida sintetizada tiene más escalones, los cuales producen una forma de onda en escalera que tiende a una forma de onda deseada. Inclusive, a medida que se agregan más escalones a la forma de onda, la distorsión armónica de la onda de salida se reduce y tiende a cero a medida que el número de niveles se incrementa, con lo que el voltaje que se puede abarcar al sumar múltiples niveles de voltaje también aumenta. El voltaje de salida durante el medio ciclo positivo se puede calcular a partir de

$$v_{ao} = \sum_{n=1}^{m} E_n SF_n \tag{8.2}$$

donde SF_n es la función de conmutación o control del n-ésimo nodo y adopta el valor de 0 o 1. Por lo general, los voltajes entre las terminales de los capacitores E_1, E_2, . . . tienen el mismo valor E_m. Por tanto, el voltaje de salida pico es $v_{ao(\text{pico})} = (m - 1)E_m = V_{\text{cd}}$. Para generar un voltaje de salida con valores tanto positivos como negativos, la topología del circuito tiene otro interruptor para producir la parte negativa v_{ob} de modo que $v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo}$.

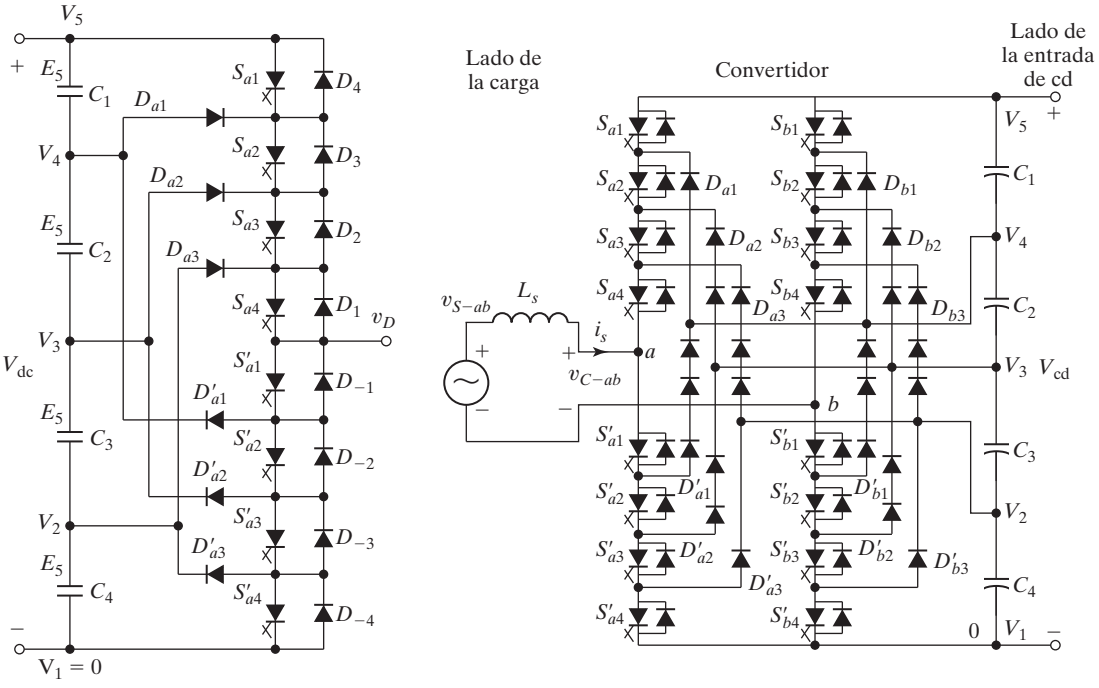
Los inversores multinivel se pueden clasificar en tres tipos [5].

Inversor multinivel con diodo fijador
Inversor multinivel con capacitores volantes
Inversor multinivel en cascada

Hay tres tipos de inversores multinivel con diodo fijador: básico, mejorado y modificado. La versión modificada tiene muchas ventajas. El tipo de capacitor volante utiliza capacitores en vez de diodos de fijación y su desempeño es semejante al de los inversores con diodo fijador. El tipo de cascada se compone de inversores de medio puente, y la calidad de las formas de onda de salida es superior a la de otros tipos. Sin embargo, cada medio puente requiere una fuente de cd distinta. A diferencia de los inversores de diodo fijador o de capacitores volantes, el inversor en cascada no requiere diodos de fijación de voltaje o capacitores de balanceo de voltaje.

8.4 INVERSOR MULTINIVEL CON DIODO FIJADOR

Un inversor multinivel (m niveles) con diodo fijador (DCMLI) suele constar de $(m - 1)$ capacitores en el canal (bus) de cd y produce m niveles en el voltaje de fase. La figura 8.3a muestra una rama y la figura 8.3b muestra un convertidor de puente completo con diodo fijador. El orden de numeración de los interruptores es S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}, S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, y S'_{a4}. El canal de cd se compone de cuatro capacitores, C_1, C_2, C_3 y C_4. Para un voltaje de canal de cd V_{cd}, el voltaje a través de cada capacitor es $V_{\text{cd}}/4$, y el esfuerzo de voltaje en cada dispositivo se limita a un nivel de voltaje de capacitor $V_{\text{cd}}/4$ mediante diodos de fijación. Una rama de inversor de m niveles requiere $(m - 1)$ capacitores, $2(m - 1)$ dispositivos de conmutación, y $(m - 1)(m - 2)$ diodos fijadores.



(a) Una rama de un puente

(b) Puente monofásico

FIGURA 8.3

Inversor multinivel de cinco niveles con diodo fijador. [Ref. 4].

8.4.1 Principio de funcionamiento

Para producir un voltaje de salida en escalera, consideremos como ejemplo sólo una rama del inversor de cinco niveles, como se muestra en la figura 8.3a. En la figura 8.3b se muestra un puente monofásico con dos ramas. La *vía de cd* 0 es el punto de referencia del voltaje de fase de salida. Los pasos para sintetizar los voltajes de cinco niveles son los siguientes:

1. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = V_{cd}$, active los interruptores de la mitad superior S_{a1} a S_{a4}.
2. Para obtener un nivel de voltaje $v_{ao} = 3V_{cd}/4$, active tres interruptores superiores S_{a2} a S_{a4} y un interruptor inferior S'_{a1}.
3. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = V_{cd}/2$, active dos interruptores superiores S_{b3} a S_{b4} y dos interruptores inferiores S'_{a1} y S'_{a2}.
4. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = V_{cd}/4$, active un interruptor superior S_{a4} y tres interruptores inferiores S'_{a1} a S'_{a3}.
5. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = 0$, active todos los interruptores de la mitad inferior S'_{a1} a S'_{a4}.

La tabla 8.1 muestra los niveles de voltaje y sus estados de conmutación correspondientes. La condición de estado 1 significa que el interruptor está activado, y el estado 0 significa que el

TABLA 8.1 Niveles de voltaje fijados con diodo y sus estados de conmutación

	Estado de interruptor							
Salida v_{ao}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S'_{a1}	S'_{a2}	S'_{a3}	S'_{a4}
$V_5 = V_{cd}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_4 = 3V_{cd}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$V_3 = V_{cd}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_2 = V_{cd}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$V_1 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

interruptor está desactivado. Observemos que cada interruptor se activa sólo una vez por ciclo y que hay cuatro pares de interruptores complementarios. Estos pares para una rama del inversor son (S_{a1}, S'_{a1}), (S_{a2}, S'_{a2}), (S_{a3}, S'_{a3}), y (S_{a4}, S'_{a4}). Por consiguiente, si uno de los pares de interruptores complementarios se activa, el otro del mismo par debe desactivarse. Siempre hay cuatro interruptores activos al mismo tiempo.

La figura 8.4 muestra la forma de onda del voltaje de salida del inversor de cinco niveles. El voltaje de línea se compone del voltaje de rama de fase positivo de la terminal *a* y el voltaje de rama de fase negativo de la terminal *b*. Cada voltaje de rama de fase sigue la pista de la mitad de la onda senoidal. El voltaje de línea resultante es una onda escalonada de nueve niveles. Esto implica que un convertidor de *m* niveles tenga un voltaje de rama de fase de salida de *m* niveles y un voltaje de línea de salida de $(2m - 1)$ niveles.

8.4.2 Características del inversor con diodo fijador

Las principales son las siguientes:

1. *Capacidad de alto voltaje de los diodos de bloqueo*: Aunque sólo se requiere que cada dispositivo de conmutación bloquee un nivel de voltaje de $V_{cd}/(m - 1)$, los diodos fijadores deben tener diferentes capacidades de bloqueo de voltaje inverso. Por ejemplo,

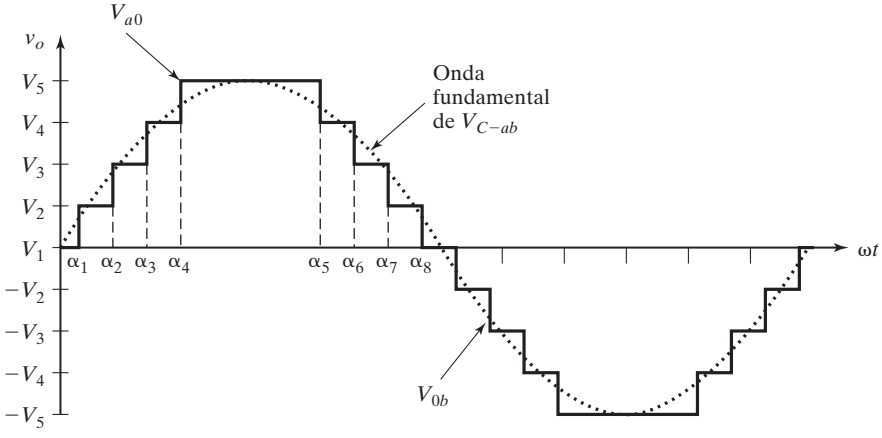


FIGURA 8.4

Formas de onda de voltaje de fase y fundamental de un inversor de cinco niveles.

cuando todos los dispositivos inferiores S'_{a1} a S'_{a4} se activan, el diodo D'_{a1} tiene que bloquear tres voltajes de capacitor, o $3V_{\text{cd}}/4$. Asimismo, los diodos D_{a2} y D'_{a2} tienen que bloquear dos voltajes $2V_{\text{cd}}/4$ y D_{a3} tiene que bloquear un voltaje $V_{\text{cd}}/4$. Aunque se supone que cada interruptor principal bloquea el voltaje nominal de bloqueo, el voltaje de bloqueo de cada diodo fijador en el inverso depende de su posición en la estructura. En una rama de m niveles puede haber dos diodos y cada uno ve un voltaje de bloqueo de

$$V_D = \frac{m - 1 - k}{m - 1} V_{\text{cd}} \tag{8.3}$$

donde m es el número de niveles:

k va de 1 a $(m - 2)$;

V_{cd} es el voltaje total de enlace de cd.

Si el voltaje nominal de bloqueo de cada diodo es igual al del dispositivo de conmutación, el número de diodos requeridos para cada fase es $N_D = (m - 1) \times (m - 2)$. Este número representa un incremento cuadrático en m. Por tanto para $m = 5, N_D = (5 - 1) \times (5 - 2) = 12$. Cuando m es lo bastante grande, el número de diodos hace que el sistema sea impráctico de implementar, lo cual de hecho limita el número de niveles.

2. *Capacidad desigual del dispositivo de conmutación*. En la tabla 8.1 se observa que el interruptor S_{a1} conduce sólo durante $v_{ao} = V_{\text{cd}}$, en tanto que el interruptor S_{b4} conduce durante todo el ciclo excepto durante el intervalo cuando $v_{ao} = 0$. Dichos ciclos de conducción desiguales requieren capacidades de corriente diferentes para los dispositivos de conmutación. Por lo que si el diseño del inversor utiliza el ciclo de trabajo promedio para determinar las capacidades del dispositivo, los interruptores superiores pueden ser de mayor tamaño y los inferiores de menor tamaño. Si el diseño utiliza la condición del peor de los casos, entonces cada fase tiene $2 \times (m - 2)$ dispositivos superiores de mayor tamaño.
3. *Desbalanceo del voltaje de los capacitores*. Como los niveles de voltaje en las terminales de los capacitores son diferentes, las corrientes suministradas por ellos también son diferentes. Cuando funcionan con un factor de potencia unitario, el tiempo de descarga para el funcionamiento del inversor (o tiempo de carga para el funcionamiento del rectificador) de cada capacitor es diferente. Dicho perfil de carga del capacitor se repite cada medio ciclo, y el resultado son voltajes desbalanceados en el capacitor entre los diferentes niveles Este problema de desbalanceo de voltaje en un convertidor multinivel se puede resolver con métodos como reemplazar los capacitores por una fuente controlada de voltaje de cd constante, reguladores de voltaje PWM, o baterías.

Las principales ventajas del inversor con diodo fijador se pueden resumir de la siguiente manera:

- Cuando el número de niveles es lo bastante grande, el contenido armónico es lo bastante bajo para evitar la necesidad de filtros.
- La eficiencia del inversor es alta porque todos los dispositivos se conmutan a la frecuencia fundamental.
- El método de control es sencillo.

Las principales desventajas del inversor con diodo fijador se pueden resumir como sigue:

- Se requieren demasiados diodos cuando el número de niveles es alto.
- Es difícil controlar el flujo de potencia real del convertidor individual en sistemas de varios convertidores.

8.4.3 Inversor con diodo fijador mejorado

El problema de múltiples voltajes de bloqueo de los diodos fijadores se puede abordar conectando un número apropiado de diodos en serie, como se muestra en la figura 8.5. Sin embargo, debido a las disparidades de las características de los diodos, el voltaje no se comparte por igual. En la figura 8.6 se muestra una versión mejorada del inversor con diodo fijador [6] para cinco niveles. El orden de numeración de los interruptores es S_1, S_2, S_3, S_4, S'_1, S'_2, S'_3 y S'_4. En total son ocho interruptores y 12 diodos de la misma capacidad de voltaje, igual que

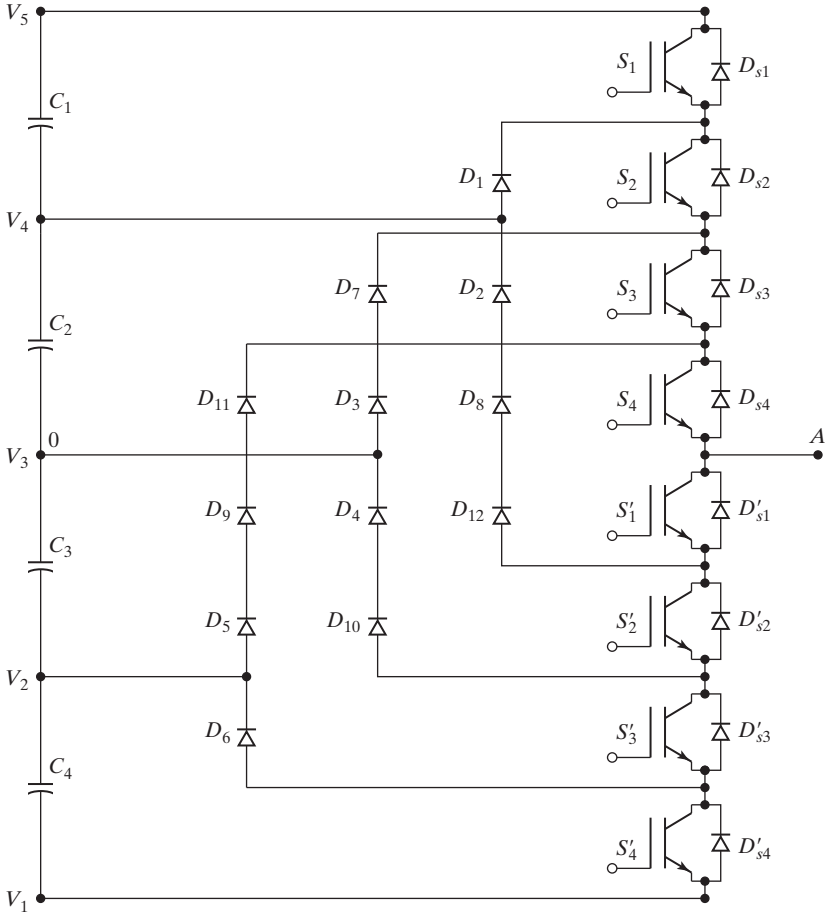


FIGURA 8.5

Inversor multinivel con diodos fijadores en serie. [Ref. 6].

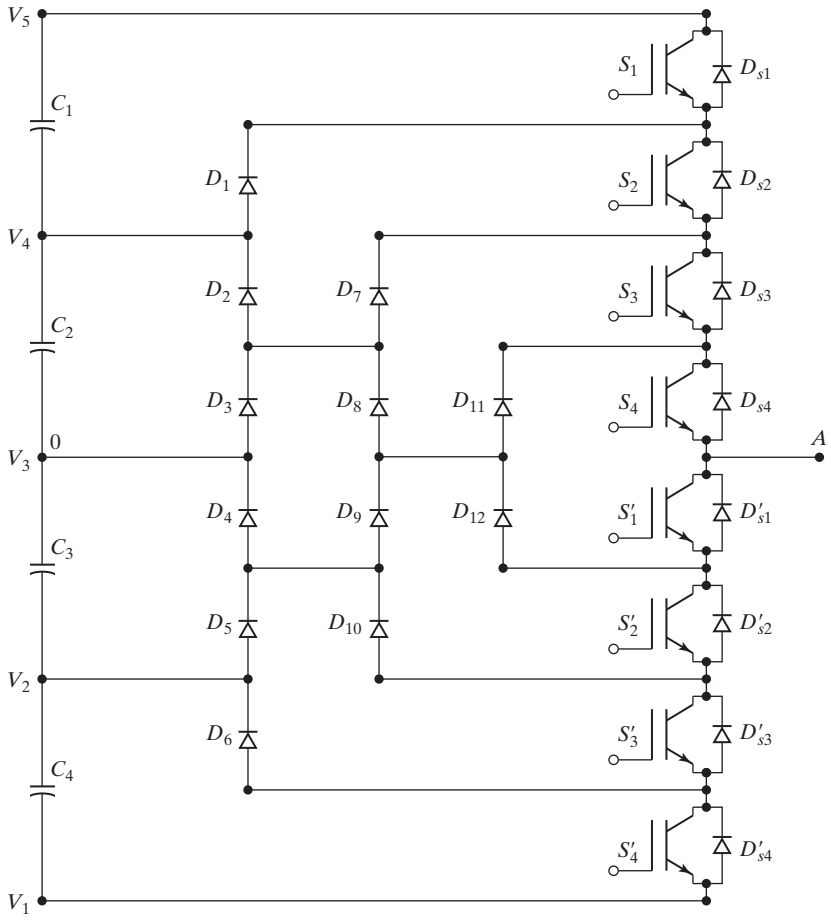


FIGURA 8.6

Inversor modificado con diodos fijadores distribuidos. [Ref. 6].

en el inversor con diodo fijador con diodos conectados en serie. Esta arquitectura piramidal se puede ampliar a cualquier nivel, a menos que se limite en la práctica. Una rama de un inversor de cinco niveles requiere $(m - 1 =)$ 4 capacitores; $(2(m - 1) =)$ 8 interruptores y $((m - 1)(m - 2) =)$ 12 diodos fijadores.

Principio de funcionamiento. El inversor con diodo fijador modificado se puede descomponer en celdas de conmutación de dos niveles. Para un inversor de m niveles, hay $(m - 1)$ celdas de conmutación. Por tanto, para $m = 5$, hay 4 celdas: En la celda 1, S_2, S_3 y S_4 siempre están activados en tanto que S_1 y S'_1 se conmutan alternadamente para producir un voltaje de salida $V_{cd}/2$ y $V_{cd}/4$, respectivamente. Asimismo, en la celda 2, S_3, S_4, y S'_1 siempre están activados en tanto que S_2 y S'_2 se conmutan alternadamente para producir un voltaje de salida $V_{cd}/4$ y 0, respectivamente. En la celda 3, S_4, S'_1, y S'_2 siempre están activados en tanto que S_3 y S'_3 se conmutan alternadamente para producir un voltaje 0 y $-V_{cd}/2$, respectivamente.

En la celda final 4, S'_1, S'_2, y S'_3 siempre están activados en tanto que S_4 y S'_4 se conmutan alternadamente para producir un voltaje de salida $-V_{cd}/4$ y $-V_{cd}/2$, respectivamente.

Cada celda de conmutación funciona en realidad como un inversor normal de dos niveles, excepto que cada trayectoria directa o de conducción libre en la celda implica $(m-1)$ dispositivos en vez de sólo uno. Tomando la celda 2 como ejemplo, la trayectoria directa de la rama superior implica D_1, S_2, S_2 y S_4, en tanto que la trayectoria de conducción libre de la rama superior implica S'_1, D_{12}, D_8, y D_2, conectando la salida del inversor al nivel $V_{cd}/4$ para un flujo de corriente positiva o negativa. La trayectoria directa de la rama inferior implica S'_1, S'_2, D_{10}, y D_4, en tanto que la trayectoria de conducción libre de la rama inferior implica D_3, D_7, S_3 y S_4, conectando la salida del inversor al nivel cero para un flujo de corriente positiva o negativa. Las siguientes reglas norman la conmutación de un inversor de m niveles:

1. En todo momento debe haber $(m-1)$ interruptores vecinos activados.
2. Por cada dos interruptores vecinos, el interruptor exterior sólo se puede activar cuando el interior esté activado.
3. Por cada dos interruptores vecinos, el interruptor interior sólo se puede activar cuando el exterior esté desactivado.

8.5 INVERSOR MULTINIVEL CON CAPACITORES VOLANTES

La figura 8.7 muestra un convertidor monofásico de puente completo de cinco niveles basado en un inversor multinivel con capacitores volantes (FMCLI) [5]. El orden de numeración de los interruptores es S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}, S'_{a4}, S'_{a3}, S'_{a2}, y S'_{a1}. Observemos que el orden de numeración es distinto al del inversor con diodo fijador de la figura 8.3. La numeración es irrelevante mientras los interruptores se activen y desactiven en la secuencia correcta para producir la forma de onda de salida deseada. Cada rama de fase tiene una estructura idéntica. Suponiendo que cada capacitor tiene la misma capacidad de voltaje, la conexión en serie de los capacitores indica el nivel de voltaje entre los puntos de fijación. Tres capacitores de balanceo de lazo interno (C_{a1}, C_{a2} y C_{a3}) de la rama de fase a son independientes de los de la rama de fase b. Todas las ramas de fase comparten los mismos capacitores de enlace de cd, de C_1 a C_4.

El nivel de voltaje del convertidor con capacitores volantes es semejante al del convertidor con diodo fijador. Es decir, el voltaje de fase v_{ao} de un convertidor de m niveles tiene m niveles (incluido el de referencia) y el voltaje de línea v_{ab} tiene $(2m-1)$ niveles. Suponiendo que cada capacitor tiene la misma capacidad de voltaje que el dispositivo de conmutación, el canal de cd necesita $(m-1)$ capacitores para un convertidor de m niveles. El número de capacitores requeridos para cada fase es $N_C = \sum_{j=1}^{m}(m-j)$. Por consiguiente, para $m = 5$, $N_C = 10$.

8.5.1 Principio de funcionamiento

Para producir un voltaje de salida en escalera, consideremos la rama uno del inversor de cinco niveles de la figura 8.7 como ejemplo. El riel de cd 0 es el punto de referencia del voltaje de fase de salida. Los pasos para sintetizar los voltajes de cinco niveles son los siguientes:

1. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = V_{cd}$, se activan todos los interruptores de la mitad superior, S_{a1} a S_{a4}.

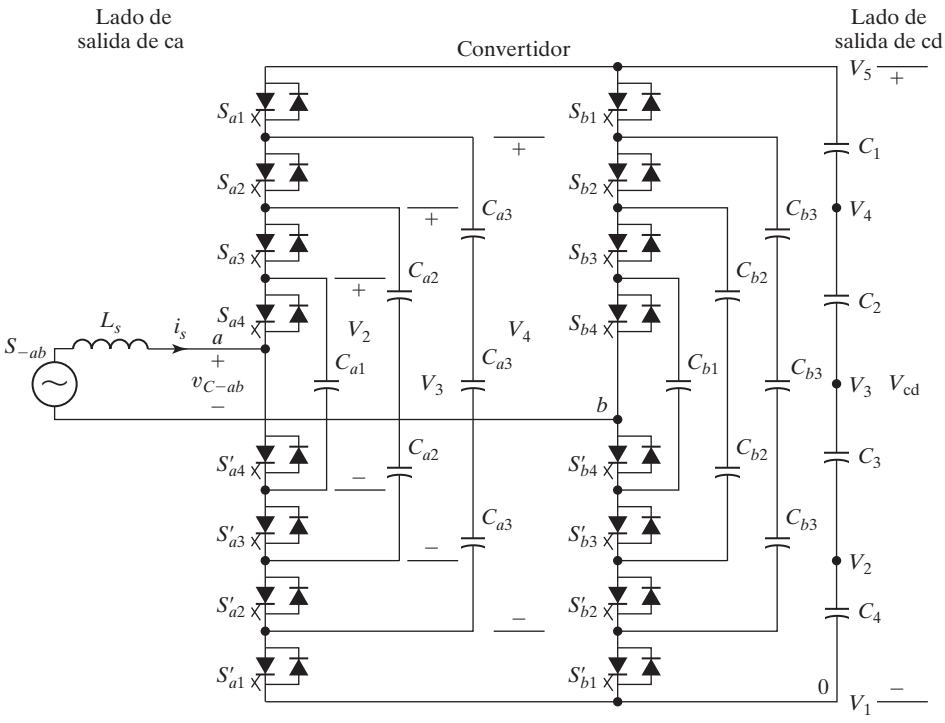


FIGURA 8.7

Diagrama del circuito de un inversor monofásico de cinco niveles con capacitores volantes. [Ref. 5].

2. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = 3V_{cd}/4$, hay cuatro combinaciones:
- **a.** $v_{ao} = V_{cd} - V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, y S'_{a4}.
- **b.** $v_{ao} = 3V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}, y S'_{a1}.
- **c.** $v_{ao} = V_{cd} - 3V_{cd}/4 + V_{cd}/2$ al activar los dispositivos S_{a1}, S_{a3}, S_{a4}, y S'_{a2}.
- **d.** $v_{ao} = V_{cd} - V_{cd}/2 + V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a1}, S_{a2}, S_{a4}, y S'_{a3}.

3. Para obtener un nivel de voltaje $v_{ao} = V_{cd}/2$ hay seis combinaciones:
- **a.** $v_{ao} = V_{cd} - V_{cd}/2$ al activar los dispositivos S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, y S'_{a4}.
- **b.** $v_{ao} = V_{cd}/2$ al activar los dispositivos S_{a3}, S_{a4}, S'_{a1}, y S'_{a2}.
- **c.** $v_{ao} = V_{cd} - 3V_{cd}/4 + V_{cd}/2 - V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a1}, S_{a3}, S'_{a2}, y S'_{a4}.
- **d.** $v_{ao} = V_{cd} - 3V_{cd}/4 + V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a1}, S_{a4}, S'_{a2}, y S'_{a3}.
- **e.** $v_{ao} = 3V_{cd}/4 - V_{cd}/2 + V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a2}, S_{a4}, S'_{a1}, y S'_{a3}.
- **f.** $v_{ao} = 3V_{cd}/4 - V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a2}, S_{a3}, S'_{a1}, y S'_{a4}.

4. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = V_{cd}/4$ hay cuatro combinaciones:
- **a.** $v_{ao} = V_{cd} - 3V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, y S'_{a4}.
- **b.** $v_{ao} = V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a4}, S'_{a1}, S'_{a2}, y S'_{a3}.
- **c.** $v_{ao} = V_{cd}/2 - V_{cd}/4$ al activar los dispositivos S_{a3}, S'_{a1}, S'_{a2}, y S'_{a4}.
- **d.** $v_{ao} = 3V_{cd}/4 - V_{cd}/2$ al activar los dispositivos S_{a2}, S'_{a1}, S'_{a3}, y S'_{a4}.

5. Para obtener un nivel de voltaje de salida $v_{ao} = 0$, se activan todos los interruptores de la mitad inferior S'_{a1} a S'_{a4}.

TABLA 8.2 Una posible combinación de interruptores del inversor con capacitores volantes

	Estado del interruptor							
Salida v_{ao}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S'_{a4}	S'_{a3}	S'_{a2}	S'_{a1}
$V_5 = V_{cd}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_4 = 3V_{cd}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
$V_3 = V_{cd}/2$	1	1	0	0	1	1	0	0
$V_2 = V_{cd}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
$V_1 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

Hay muchas combinaciones posibles de interruptores para generar los cinco niveles del voltaje de salida. La tabla 8.2, sin embargo, enumera una combinación posible de los niveles de voltaje y sus correspondientes estados de los interruptores. El uso de una combinación como esa requiere que cada dispositivo se conmute sólo una vez por ciclo. En la tabla 8.2 se observa que los dispositivos de conmutación tienen un tiempo desigual de encendido o activación. Al igual que el inversor con diodo fijador, el voltaje de línea se compone del voltaje de rama de fase positivo de la terminal *a* y del voltaje de rama de fase negativo de la terminal *b*. El voltaje de línea resultante es una onda en escalera de nueve niveles. Esto implica que un convertidor tiene un voltaje de rama de fase de salida de m niveles y un voltaje de línea de salida de $(2m - 1)$ niveles.

8.5.2 Características del inversor con capacitores volantes

Las principales características son las siguientes:

1. *Gran cantidad de capacitores.* El inversor requiere un gran número de capacitores de almacenamiento. Suponiendo que el voltaje nominal de cada capacitor es el mismo que el de un dispositivo de conmutación, un convertidor de m niveles requiere un total de $(m - 1) \times (m - 2))/2$ capacitores auxiliares por rama de fase, además de $(m - 1)$ capacitores de canal de cd principal. Por el contrario, un inversor de m niveles con diodo fijador sólo requiere $(m - 1)$ capacitores del mismo voltaje nominal. Así, para $m = 5$, $N_C = 4 \times 3/2 + 4 = 10$ en comparación con $N_C = 4$ para el tipo con diodo fijador.
2. *Balanceo de voltajes de capacitor.* A diferencia del inversor con diodo fijador, El FCMLI tiene redundancia en sus niveles de voltaje internos. Un nivel de voltaje es redundante si dos o más combinaciones válidas de interruptores pueden sintetizarlo. La disponibilidad de redundancias de voltaje permite controlar voltajes de capacitor individuales. Para producir el mismo voltaje de salida, el inversor puede utilizar diferentes combinaciones de capacitores, lo que permite la carga o descarga diferencial de capacitores individuales. Esta flexibilidad facilita la manipulación de los voltajes de capacitor y los mantiene a sus valores apropiados. Es posible emplear dos o más combinaciones de interruptores para niveles intermedios de voltaje (es decir, $3V_{cd}/4$, $V_{cd}/2$ y $V_{cd}/4$) en uno o varios ciclos de salida para balancear la carga y descarga de los capacitores. Por tanto, con una selección adecuada de combinaciones de interruptores, el convertidor multinivel con capacitores volantes se puede usar en conversiones de potencia real. Sin embargo, cuando se trata de conversiones de potencia real, la selección de una combinación de interruptores se vuelve muy complicada, y la frecuencia de conmutación tiene que ser más alta que la frecuencia fundamental.

Las ventajas principales del inversor con capacitores volantes se pueden resumir como sigue:

- Las grandes cantidades de capacitores de almacenamiento pueden proporcionar capacidades de operación durante interrupciones de potencia.
- Estos inversores proporcionan redundancia de combinaciones de interruptores para balancear diferentes niveles de voltaje.
- Al igual que el inversor con diodo fijador con más niveles, el contenido armónico es tan bajo que no se necesitan filtros.
- Se puede controlar el flujo de potencia tanto real como reactiva.

Las principales desventajas del inversor con capacitores volantes son las siguientes:

- Cuando el número de niveles es alto se requiere un número excesivo de capacitores de almacenamiento. Los inversores de alto nivel son más difíciles de encapsular con los voluminosos capacitores de potencia y porque también son más costosos.
- El control del inversor puede ser muy complicado, además de que la frecuencia de conmutación así como las pérdidas por conmutación son altas en trasmisión de potencia real.

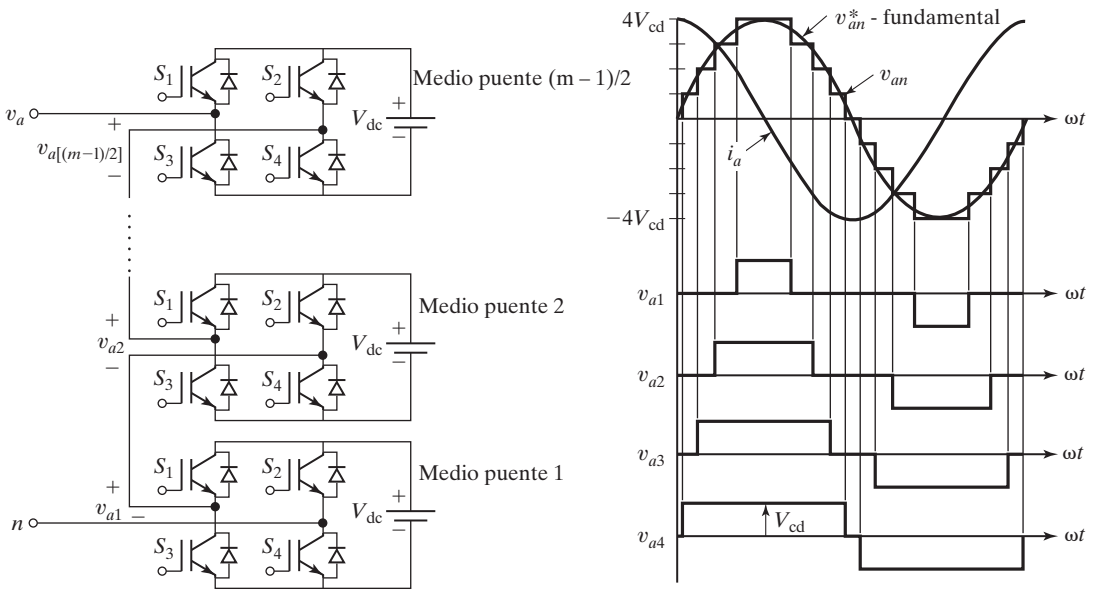
8.6 INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA

Un inversor multinivel en cascada se compone de una serie de unidades inversoras de medio puente (monofásicas, de puente completo). La función general de este inversor multinivel es sintetizar un voltaje deseado con varias fuentes distintas de cd (SDCSs), que se pueden obtener con baterías, celdas de combustible o celdas solares. La figura 8.8a muestra la estructura básica de un inversor monofásico en cascada con SCDSs [7]. Cada SCDS se conecta a un inversor de medio puente. Los voltajes de terminal de ca de inversores de diferente nivel se conectan en serie. A diferencia del inversor con diodo fijador o con capacitores volantes, el inversor en cascada no requiere diodos fijadores ni capacitores de balanceo de voltaje.

8.6.1 Principio de funcionamiento

La figura 8.8b muestra la forma de onda de voltaje de fase sintetizado de un inversor en cascada de cinco niveles con cuatro SDCSs. El voltaje de salida de fase se sintetiza con la suma de cuatro salidas de inversor, $v_{an} = v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} + v_{a4}$. Cada nivel de inversor puede generar tres salidas de voltaje diferentes $+V_{\text{cd}}$, 0, y $-\text{V}_{\text{cd}}$, al conectar la fuente de cd al lado de salida de ca mediante diferentes combinaciones de los cuatro interruptores S_1, S_2, S_3 y S_4. Utilizando el nivel superior como ejemplo, la activación de S_1 y S_4 produce $v_{a4} = +V_{\text{cd}}$. La activación de S_2 y S_3 produce $v_{a4} = -V_{\text{cd}}$. La desactivación de todos los interruptores produce $v_4 = 0$. Asimismo, el voltaje de salida de ca en cada nivel se puede obtener del mismo modo. Si N_S es el número de fuentes de cd, el nivel del voltaje de fase de salida es $m = N_S + 1$. Por consiguiente, un inversor en cascada de cinco niveles requiere cuatro SDCSs y cuatro puentes completos. Controlando los ángulos de conducción en los diferentes niveles del inversor se puede minimizar la distorsión armónica del voltaje de salida.

El voltaje de salida del inversor es casi senoidal, y tiene menos de 5% de distorsión armónica total (THD) con cada uno de los medios puentes conmutando sólo a la frecuencia fundamental. Si la corriente de fase i_a, como se muestra en la figura 8.8b, es senoidal y se adelanta o retrasa 90° con respecto al voltaje de fase v_{an}, la carga promedio para cada



(a) Diagrama del circuito

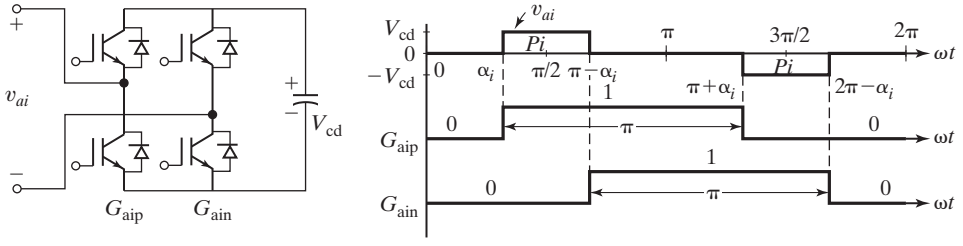
(b) Forma de onda de salida de un voltaje de fase de nueve niveles

FIGURA 8.8

Inversor de medio puente multinivel monofásico en cascada. [Ref. 7].

capacitor de cd es igual a cero durante un ciclo completo. Por consiguiente se pueden balancear todos los voltajes de capacitor de todas las SDCS.

Cada unidad de medio puente genera una forma de onda casi cuadrada al desplazar la fase de sus tiempos de conmutación de rama de fase positiva o negativa. La figura 8.9b muestra los tiempos de conmutación para generar una forma de onda casi cuadrada del medio puente de la figura 8.9a. Observemos que cada dispositivo de conmutación siempre conduce durante 180° (o medio ciclo), independientemente del ancho de pulso de la onda casi cuadrada. Este método de conmutación iguala todos los esfuerzos de corriente de los dispositivos de conmutación.



G_{aip}, G_{ain} es 1 si un interruptor superior está activado y 0 si un interruptor inferior está activado

(a) Un medio puente

(b) Tiempo de conmutación

FIGURA 8.9

Generación de una forma de onda casi cuadrada. [Ref. 7].

8.6.2 Características del inversor en cascada

Las principales son las siguientes:

- Para conversiones reales de potencia de ca a cd y luego de cd a ca, el inversor en cascada necesita fuentes distintas de cd. La estructura de fuentes distintas de cd es muy adecuada para varias fuentes de energía renovable como celdas de combustible, fotovoltaicas y de biomasa.
- La conexión de las fuentes de cd en modo de espalda con espalda entre dos convertidores no es posible porque se puede presentar un corto circuito cuando dos convertidores espalda con espalda no se conmutan en sincronía.

Las principales ventajas del inversor en cascada se pueden resumir como sigue:

- En comparación con los inversores con diodo fijador o con capacitores volantes, requiere el mínimo de componentes para alcanzar el mismo número de niveles de voltaje.
- La disposición y el encapsulado optimizados del circuito son posibles porque cada nivel tiene la misma estructura y no hay diodos fijadores adicionales o capacitores de balanceo de voltaje.
- Se pueden usar técnicas de conmutación suave para reducir las pérdidas por conmutación y los esfuerzos en los dispositivos.

La principal desventaja del inversor en cascada es que:

- Necesita fuentes de cd separadas para conversiones reales de potencia, lo que limita sus aplicaciones.

Ejemplo 8.1 Cómo determinar los ángulos de conmutación para eliminar armónicos específicos

La forma de onda del voltaje de fase para un inversor en cascada se muestra en la figura 8.10 para $m = 6$ (incluido el nivel 0). (a) Determine la serie de Fourier generalizada del voltaje de fase. (b) Determine los ángulos de conmutación para eliminar el quinto, séptimo, undécimo y decimotercer armónicos si el voltaje de fase fundamental pico es 80% de su valor máximo. (c) Determine el componente fundamental B_1, la THD y el factor de distorsión (DF).

Solución

a. Para un inversor en cascada con m niveles (incluyendo el 0) por cada media fase, el voltaje de salida por rama es

$$v_{an} = v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} + \cdots + v_{am-1} \tag{8.4}$$

Debido a la simetría de cuarto de onda a lo largo del eje x, ambos coeficientes de Fourier, A_0 y A_n, son cero. Obtenemos B_n como

$$B_n = \frac{4V_{\text{cd}}}{\pi}\left[\int_{\alpha_1}^{\pi/2} \operatorname{sen}(n\omega t)\,d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \operatorname{sen}(n\omega t)\,d(\omega t) + \cdots \right. \tag{8.5}$$

$$\left. + \int_{\alpha_m-1}^{\pi/2} \operatorname{sen}(n\omega t)\,d(\omega t)\right]$$

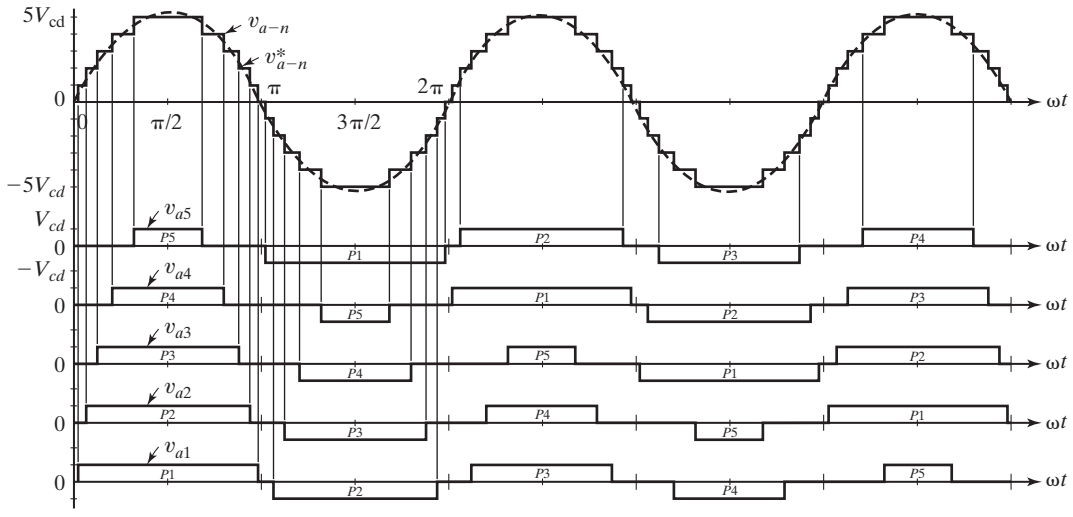


FIGURA 8.10

Patrón de conmutación intercambiando el inversor en cascada para balancear la carga de la batería. [Ref. 7].

$$B_n = \frac{4V_{\text{cd}}}{n\pi}\left[\sum_{j=1}^{m-1}\cos(n\alpha_j)\right] \tag{8.6}$$

que da el voltaje instantáneo de fase v_{an} como

$$v_{an}(\omega t) = \frac{4V_{\text{cd}}}{n\pi}\left[\sum_{j=1}^{m-1}\cos(n\alpha_j)\right]\text{sen}(n\omega t) \tag{8.7}$$

b. Si el voltaje de fase de salida pico $V_{an(\text{pico})}$ debe ser igual al voltaje de fase de la portadora, $V_{cr(\text{pico})} = (m-1)V_{\text{cd}}$. Por consiguiente, el índice de modulación es

$$M = \frac{V_{cr(\text{pico})}}{V_{an(\text{pico})}} = \frac{V_{cr(\text{pico})}}{(m-1)V_{\text{cd}}} \tag{8.8}$$

Los ángulos de conducción α_1, $\alpha_{2,\ldots,}\alpha_{m-1}$ se pueden elegir de modo que la distorsión total armónica del voltaje de fase se minimice. Por lo común estos ángulos se eligen de modo que se eliminen algunos armónicos predominantes de baja frecuencia. Por consiguiente, para eliminar el quinto, séptimo, undécimo y decimotercer armónicos siempre que el voltaje de fase fundamental pico sea 80% de su valor máximo, debemos despejar las siguientes ecuaciones con el índice de modulación $M = 0.8$.

$$\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) = 0$$
$$\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) = 0$$
$$\cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) = 0$$

$$\cos(13\alpha_1) + \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) + \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) = 0 \tag{8.9}$$
$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) = (m-1)M = 5 \times 0.8 = 4$$

Este conjunto de ecuaciones trascendentales no lineales se puede despejar mediante un método iterativo como el Newton-Raphson. Utilizando Mathcad, obtenemos

$$\alpha_1 = 6.57°, \alpha_2 = 18.94°, \alpha_3 = 27.18°, \alpha_4 = 45.15°, \text{ y } \alpha_5 = 62.24°$$

Por consiguiente, si la salida del inversor se conmuta simétricamente durante el medio ciclo positivo del voltaje fundamental a $+V_{cd}$ a 6.57°, $+2V_{cd}$ a 18.94°, $+3V_{cd}$ a 27.18°, $+4V_{cd}$ a 45.15°, y $+5V_{cd}$ a 62.24° y asimismo en el medio ciclo negativo a $-V_{cd}$ a 186.57°, $-2V_{cd}$ a 198.94°, $-3V_{cd}$ a 207.18°, $-4V_{cd}$ a 225.15°, y $-5V_{cd}$ a 242.24°, el voltaje de salida no puede contener los armónicos quinto, séptimo, undécimo y decimotercero.

c. Con Mathcad obtenemos $B_1 = 5.093\%$, THD = 5.975%, y DF = 0.08%.

Nota: el ciclo de trabajo para cada uno de los niveles de voltaje es diferente. Esto significa que la fuente de cd del nivel 1 se descarga mucho más pronto que la fuente de cd del nivel 5. Sin embargo, si se utiliza una técnica de intercambio del patrón de conmutación, entre los varios niveles cada medio ciclo, como se muestra en la figura 8.10, todas las baterías se pueden usar (descargar) o cargar por igual [7]. Por ejemplo, si la primera secuencia de pulsos es P_1, P_2,...,P_5, entonces la siguiente secuencia es P_2, P_3, P_4, P_5, P_1, y así sucesivamente.

8.7 APLICACIONES

Hay un gran interés en utilizar inversores de fuente de voltaje en aplicaciones de alta potencia como en sistemas eléctricos para fuentes controladas de potencia reactiva. En un funcionamiento de estado estable un inversor puede producir corriente reactiva controlada y actúa como un compensador estático (STATCON) de volt-amperes reactivos (VAR). Inclusive, estos inversores pueden reducir el tamaño físico del compensador y mejorar su desempeño durante contingencias del sistema de potencia. El uso de un inversor de alto voltaje hace posible la conexión al sistema de distribución de alto voltaje (por ejemplo, de 13 kV), al eliminar el transformador de distribución y reducir el costo del sistema. Además, el contenido armónico de la forma de onda del inversor se puede reducir con técnicas de control apropiadas y por consiguiente mejorar la eficiencia del sistema. Las aplicaciones más comunes de los convertidores multinivel incluyen (1) compensación de potencia reactiva; (2) interconexión espalda con espalda, y (3) propulsores de velocidad variable.

8.7.1 Compensación de potencia reactiva

Un inversor convierte un voltaje de cd en uno de ca; con un desplazamiento de fase de 180°, el inversor puede funcionar como convertidor cd-ca, es decir, como rectificador controlado. Con una carga puramente capacitiva, el inversor que funciona como convertidor cd-ca puede extraer corriente reactiva de la fuente de ca. La figura 8.11 muestra el diagrama del circuito de un convertidor multinivel conectado directamente a un sistema de potencia de compensación de potencia reactiva. El lado de la carga está conectado a la fuente de ca y el lado de cd está abierto, no conectado a algún voltaje de cd.

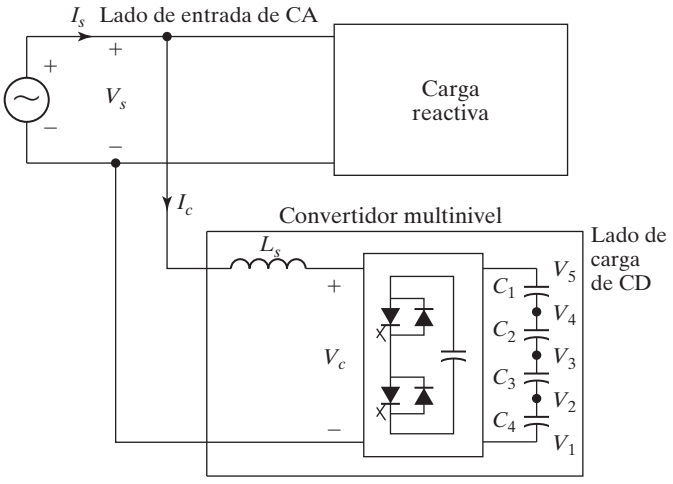


FIGURA 8.11

Convertidor multinivel conectado a un sistema de potencia para compensación de potencia reactiva. [Ref. 5].

Para controlar el flujo de potencia reactiva, la fase del control de compuerta del inversor se desplaza 180°. Los capacitores del lado de cd actúan como carga.

Cuando un convertidor multinivel extrae potencia reactiva pura, el voltaje y corriente de fase están separados 90°, y la carga y descarga de los capacitores se puede balancear. A este tipo de convertidor, cuando se utiliza para compensar potencia reactiva, se le denomina generador VAR estático (SVG). Se pueden utilizar los tres convertidores multinivel para compensar potencia reactiva sin tener el problema del desbalanceo de voltaje.

La relación del vector de voltaje de la fuente $\boldsymbol{V_S}$ y el vector de voltaje del convertidor $\boldsymbol{V_C}$ es simplemente $\boldsymbol{V_S = V_C + jI_C X_S}$, donde $\boldsymbol{I_C}$ es el vector de corriente del convertidor y $\boldsymbol{X_S}$ es la reactancia del inductor L_S. La figura 8.12a ilustra que el voltaje del convertidor está en fase con el voltaje de la fuente con una corriente reactiva adelantada, en tanto que en la figura 8.12b se muestra una corriente reactiva retrasada. La polaridad y la magnitud de la corriente reactiva son controladas por la magnitud del voltaje del convertidor $\boldsymbol{V_C}$, la cual es una función del voltaje del canal de cd y del índice de modulación de voltaje, como se expresa en las ecuaciones (8.7) y (8.8).

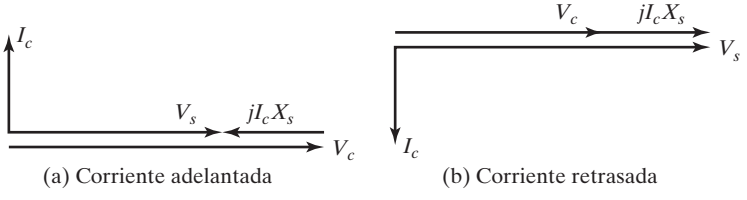


FIGURA 8.12

Diagramas fasoriales de los voltajes de la fuente y el convertidor para compensación de potencia reactiva.

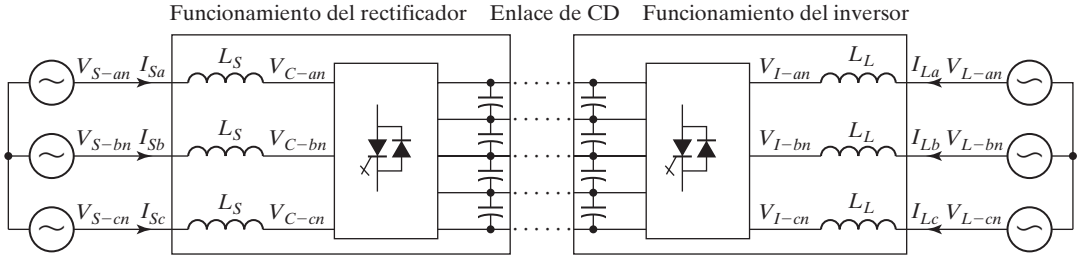


FIGURA 8.13

Sistema de interconexión espalda con espalda que utiliza dos convertidores multinivel con diodo fijador. [Ref.5].

8.7.2 Interconexión espalda con espalda

La figura 8.13 muestra dos convertidores multinivel con diodo fijador que están interconectados con un enlace de capacitor de cd. El convertidor del lado izquierdo funciona como rectificador para la conexión con el sistema eléctrico, y el del lado derecho funciona como inversor para alimentar la carga de ca. Cada interruptor permanece activo una vez por cada ciclo fundamental. El voltaje a través de cada capacitor permanece bien balanceado, mientras se mantiene la onda de voltaje escalonada porque los voltajes desbalanceados del capacitor en ambos lados tienden a compensarse entre sí. Tal enlace de capacitor de cd se categoriza como interconexión espalda con espalda.

La interconexión espalda con espalda que conecta dos sistemas asíncronos se puede considerar como (1) un cambiador de frecuencia; (2) un desplazador de fase, o (3) un controlador de flujo de potencia. El flujo de potencia entre dos sistemas se puede controlar bidireccionalmente. La figura 8.14 muestra el diagrama fasorial de la transmisión de potencia real del extremo de la fuente al extremo de la carga. Este diagrama indica que la corriente de la fuente puede adelantarse, estar en fase, o retrasarse con respecto al voltaje de la fuente. El voltaje del convertidor sufre un desplazamiento de fase con respecto al voltaje de la fuente con un ángulo de potencia δ. Si el voltaje de la fuente es constante, entonces el voltaje del convertidor puede controlar el flujo de corriente o potencia. Para que $\delta = 0$, la corriente está adelantada o atrasada 90°, lo que indica que sólo se genera potencia reactiva.

8.7.3 Excitadores de velocidad ajustable

La interconexión espalda con espalda se puede aplicar a un excitador de velocidad ajustable (ASD) compatible con el sistema eléctrico, donde la entrada es la fuente de ca de frecuencia constante de alimentación del sistema eléctrico y la salida es la carga de ca de frecuencia variable. Para un sistema compatible ideal con el sistema eléctrico, se requiere un factor de potencia

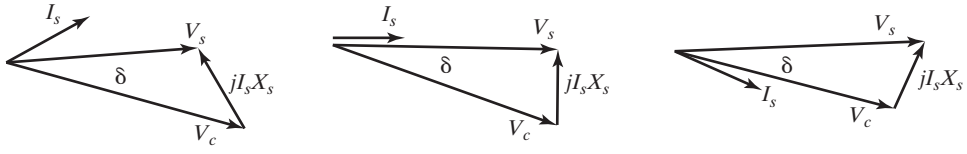


FIGURA 8.14

Diagrama fasorial que muestra el voltaje de fuente, de convertidor y de conversiones de potencia de corriente real.

unitario, que los armónicos sean insignificantes, que no haya interferencia electromagnética (EMI), y una alta eficiencia. Las diferencias principales, cuando se utiliza la misma estructura para ASD y para interconexiones espalda con espalda, son el diseño del control y el tamaño del capacitor. Como el excitador de velocidad ajustable debe funcionar a diferentes frecuencias, el tamaño del capacitor de enlace de cd debe ser el adecuado para evitar una gran variación del voltaje en condiciones dinámicas.

8.8 CORRIENTES DE DISPOSITIVO DE CONMUTACIÓN

Consideremos un inversor de medio puente de tres niveles, como se muestra en la figura 8.15a, donde V_o e I_0 indican el voltaje y corriente rms de la carga, respectivamente. Suponiendo que la inductancia de la carga es lo bastante grande y que los capacitores mantienen sus voltajes de modo que la corriente de salida sea senoidal como está dado por

$$i_o = I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi) \tag{8.10}$$

donde I_m es el valor pico de la corriente de la carga y ϕ es el ángulo de impedancia de la carga.

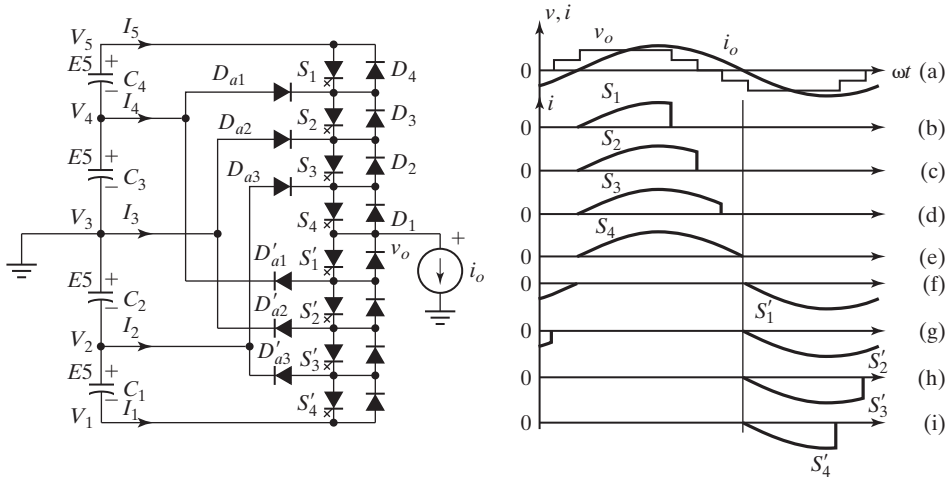
La figura 8.15b muestra una forma de onda de corriente típica de cada dispositivo de conmutación con un control escalonado sencillo del voltaje de fase de salida. Los interruptores más interiores como S_4 y S'_1 conducen más corriente que los interruptores más exteriores como S_1 y S'_4.

Cada corriente de nodo de entrada se puede expresar como una función de la función de conmutación SF_n expresada por

$$i_n = SF_n i_o \text{ para } n = 1,2,\ldots,m \tag{8.11}$$

Como el inversor multinivel con interruptores de múltiples vías y polo único, de la figura 8.1b, siempre está conectado a uno y sólo un nodo de entrada en todo momento, la corriente de salida de la carga se podría extraer de uno y sólo un nodo de entrada. Es decir,

$$i_o = \sum_{n=1}^{m} i_n \tag{8.12}$$



(a) Circuito inversor de cinco niveles (b) Formas de onda de corriente

FIGURA 8.15

Inversor de medio puente con diodo fijador de tres niveles. [Ref. 4].

y el valor rms de cada corriente se expresa como

$$I_o^2(\text{rms}) = \sum_n^m I_n^2(\text{rms}) \tag{8.13}$$

donde $I_{n(\text{rms})}$ es la corriente rms del n-ésimo nodo dada por

$$I_{n(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} SF_n i_o^2\, d(\omega t)} \quad \text{para } n = 1, 2, \ldots, m \tag{8.14}$$

Para conmutación balanceada con respecto al nivel de tierra, obtenemos

$$i_{1(\text{rms})}^2 = i_{5(\text{rms})}^2, \text{ y } i_{2(\text{rms})}^2 = i_{4(\text{rms})}^2 \tag{8.15}$$

Es importante señalar que por la estructura, las corrientes a través de los interruptores opuestos como $S_1', \ldots, S_4'$ tendrían la misma corriente rms a través de $S_4, \ldots, S_1$, respectivamente.

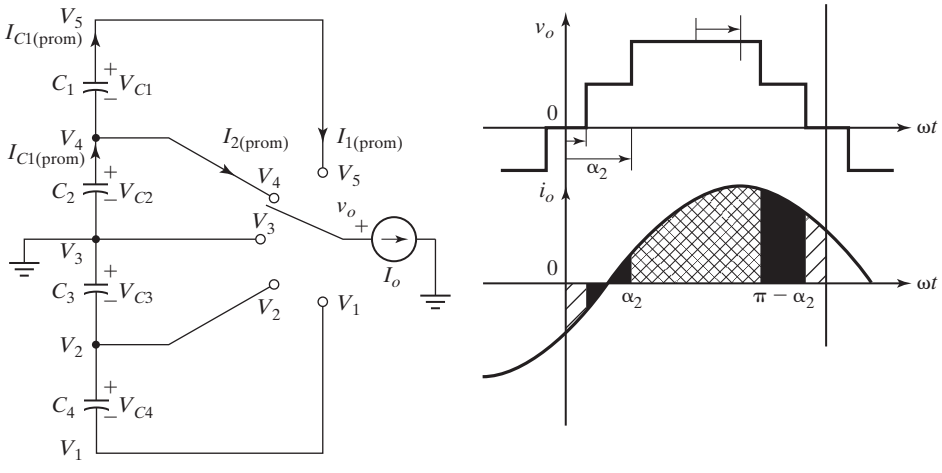
8.9 BALANCEO DEL VOLTAJE DE CAPACITOR DE ENLACE DE CD

El balanceo de voltaje de capacitores que actúan como tanque de energía es muy importante para que el inversor multinivel funcione satisfactoriamente. La figura 8.16a muestra el esquema de un inversor de medio puente con cinco niveles y la figura 8.16b ilustra el voltaje de salida escalonado y la corriente senoidal de la carga $i_o = I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi)$.

El valor promedio de la corriente del nodo de entrada i_1 está dado por

$$I_{1(\text{prom})} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_2}^{\pi-\alpha_2} i_o d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_2}^{\pi-\alpha_2} I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi) d(\omega t) \tag{8.16}$$

$$= \frac{I_m}{\pi}\cos\phi\cos\alpha_2$$



(a) Esquema de un inversor de medio puente de tres niveles

(b) Distribución de la corriente de carga

FIGURA 8.16

Distribución de la carga de los capacitores. [Ref. 4].

Asimismo, el valor promedio de la corriente del nodo de entrada i_2 esá dado por

$$I_{2(\text{prom})} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} i_o d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} I_m \operatorname{sen}(\omega t - \phi) d(\omega t)$$

$$= \frac{I_m}{\pi} \cos\phi(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2) \tag{8.17}$$

Por simetría, $I_{3(\text{prom})} = 0$, $I_{4(\text{prom})} = -I_{2(\text{prom})}$, e $I_{5(\text{prom})} = -I_{1(\text{prom})}$. Por consiguiente, cada voltaje de capacitor debe regularse para que cada uno suministre la corriente promedio como sigue:

$$I_{C1(\text{prom})} = I_{1(\text{prom})} = \frac{I_m}{\pi} \cos\phi \cos\alpha_2 \tag{8.18}$$

$$I_{C2(\text{prom})} = I_{1(\text{prom})} + I_{2(\text{prom})} = \frac{I_m}{\pi} \cos\phi \cos\alpha_1 \tag{8.19}$$

Por consiguiente $I_{C1(\text{prom})} < I_{C2(\text{prom})}$ para $\alpha_1 < \alpha_2$. Esto desbalancea la carga del capacitor y fluye más carga desde el capacitor interior C_2 (o C_3) que del capacitor exterior C_1 (o C_4). De este modo, cada voltaje de capacitor debe regularse para que suministre la cantidad apropiada de corriente promedio; de lo contrario, su voltaje V_{C2} (o V_{C3}) se va al nivel de tierra a medida que pasa el tiempo. Las ecuaciones (8.18) y (8.19) se pueden ampliar al n-ésimo capacitor de un inversor multinivel como está dado por

$$I_{Cn(\text{prom})} = \frac{I_m}{\pi} \cos\phi \cos\alpha_n \tag{8.20}$$

Las ecuaciones (8.18) y (8.19) dan

$$\frac{\cos\alpha_2}{\cos\alpha_1} = \frac{I_{C2(\text{prom})}}{I_{C1(\text{prom})}} \tag{8.21}$$

que se pueden generalizar para el n-ésimo y $(n-1)$-ésimo capacitores

$$\frac{\cos\alpha_n}{\cos\alpha_{n-1}} = \frac{I_{Cn(\text{prom})}}{I_{C(n-1)(\text{prom})}} \tag{8.22}$$

lo cual significa que el desbalanceo de la carga del capacitor existe independientemente de la condición de la carga y que depende de la estrategia de control como $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n$. Aplicar la estrategia de control que haga que la energía se transfiera de los capacitores externos a los internos puede resolver este problema de desbalanceo [8-11].

8.10 CARACTERÍSTICAS DE LOS INVERSORES MULTINIVEL

Un inversor multinivel puede hacer que no se requiera el transformador elevador y reducir los armónicos producidos por el inversor. Aunque al principio se presentó la estructura del inversor multinivel como una forma de reducir el contenido armónico en la forma de onda de entrada, se descubrió [1] que el voltaje del canal de cd se podía incrementar más allá del

voltaje nominal de un dispositivo de potencia individual al utilizar una red de fijación de voltaje compuesta por diodos. Una estructura multinivel con más de tres niveles puede reducir de manera significativa el contenido armónico [2,3]. Si se aplican técnicas de fijación de voltaje, la capacidad nominal de KV del sistema se puede ampliar más allá de los límites de un dispositivo individual. La característica interesante de la estructura del inversor multinivel es su potencial de elevar la capacidad de kilovolts-amperes (KVA) y también de mejorar en gran medida el desempeño armónico sin tener que recurrir a técnicas de PWM. Las características clave de una estructura multinivel son las siguientes:

- El voltaje y potencia de salida se incrementan con el número de niveles. La adición de un nivel de voltaje implica agregar un dispositivo de conmutación principal a cada fase.
- El contenido armónico disminuye a medida que crece el número de niveles y los requerimientos de filtrado se reducen.
- Con niveles de voltaje adicionales, la forma de onda del voltaje tiene más ángulos libres de conmutación, los cuales se pueden preseleccionar para la eliminación de armónicos.
- Al no haber técnicas de PWM se pueden evitar las pérdidas por conmutación. El incremento del voltaje y potencia de salida no requiere aumentar la capacidad nominal de un dispositivo individual.
- El reparto del voltaje estático y dinámico entre los dispositivos de conmutación está incorporado a la estructura mediante diodos o capacitores de sujeción.
- Los dispositivos de conmutación no enfrentan problemas al compartir el voltaje, por lo que los inversores multinivel se pueden utilizar fácilmente en aplicaciones de alta potencia, como propulsores de motores y fuentes de electricidad.
- El voltaje del canal de cd, V_{cd}, establece el voltaje fundamental de salida del inversor, el cual se puede controlar mediante un enlace de cd variable.

8.11 COMPARACIONES DE CONVERTIDORES MULTINIVEL

Los convertidores multinivel [8] pueden reemplazar a los sistemas existentes que utilizan convertidores multinivel tradicionales sin la necesidad de transformadores. Para un sistema trifásico, la relación entre el número de niveles m, y el número de pulsos p se puede formular como $p = 6 \times (m - 1)$. Los tres convertidores tienen el potencial para aplicaciones en sistemas de alto voltaje y alta potencia como un SVG sin problemas de desbalanceo de voltaje porque el SVG no extrae potencia real. El convertidor con diodo fijador es más adecuado para el sistema de interconexión espalda con espalda ya que funciona como controlador de flujo de potencia unificado. Los otros dos tipos también pueden ser adecuados para la interconexión espalda con espalda, pero requerirían más conmutación por ciclo y más técnicas de control avanzadas para balancear el voltaje. Los inversores multinivel pueden hallar aplicaciones potenciales en excitadores de velocidad ajustable donde el uso de convertidores multinivel no sólo pueda resolver los problemas de armónicos y de interferencia electromagnética, sino también evitar la posible dv/dt de conmutación de alta frecuencia inducida por fallas de motores.

La tabla 8.3 compara los requerimientos de componentes por rama de fase entre los tres convertidores multinivel. Se supone que todos los dispositivos tienen la misma capacidad de voltaje nominal, pero no necesariamente la misma capacidad de corriente. El inversor en cascada utiliza un puente completo en cada nivel en comparación con la versión de medio puente de los otros dos tipos. El inversor en cascada requiere el mínimo de componentes y tiene el potencial para aplicaciones de interconexión con el sistema eléctrico por sus capacidades de aplicación de técnicas de modulación y de conmutación suave.

TABLA 8.3 Comparaciones de requerimientos de componentes por rama de tres convertidores multinivel [Ref. 5]

Tipo de convertidor	Diodos fijadores	Capacitores volantes	Inversores en cascada
Dispositivos de conmutación principales	$(m-1)\times 2$	$(m-1)\times 2$	$(m-1)\times 2$
Diodos principales	$(m-1)\times 2$	$(m-1)\times 2$	$(m-1)\times 2$
Diodos fijadores	$(m-1)\times(m-2)$	0	0
Capacitores de canal de cd	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1)/2$
Capacitores de balanceo	0	$(m-1)\times(m-2)/2$	0

RESUMEN

Los convertidores multinivel se pueden aplicar en sistemas de interconexión con el sistema eléctrico y en propulsores de motores. Estos convertidores ofrecen una baja THD en el voltaje de salida y eficiencia y factor de potencia altos. Hay tres tipos de convertidores multinivel: (1) fijado por diodo; (2) capacitores volantes, y (3) en cascada. Las ventajas principales de los convertidores multinivel incluyen las siguientes:

- Son adecuados para aplicaciones de alto voltaje y alta corriente.
- Tienen una mayor eficiencia porque los dispositivos se pueden conmutar a una baja frecuencia.
- El factor de potencia se acerca a la unidad en los inversores multinivel utilizados como rectificadores para convertir ca en cd.
- No existe el problema de interferencia electromagnética.
- No se presentan problemas de desbalanceo de carga cuando los convertidores están en modo de carga (rectificación) o en modo de excitación (inversión).

Los convertidores multinivel requieren balancear el voltaje a través de los capacitores conectados en serie del canal de cd. Los capacitores tienden a sobrecargarse o a descargarse por completo, en cuya condición el convertidor multinivel se invierte a convertidor de tres niveles a menos que se aplique un control explícito para balancear la carga de los capacitores. La técnica de balanceo de voltaje se debe aplicar al capacitor durante las operaciones del rectificador y el inversor. Por consiguiente, el flujo de potencia real que entra al capacitor debe ser igual al flujo de potencia real que sale del mismo, y la carga neta en el capacitor durante un ciclo permanece igual.

REFERENCIAS

[1] Nabae, A., L Takahashi, y H. Akagi. (1981). "A new neutral-point clamped PWM inverter".*IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-17, núm. 5. Septiembre/octubre. (518-523).

[2] Bhagwat P. M. , P.M., y V. R. Stefanovic. (1863). "Generalized structure of a multilevel PWM inverter". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 19, núm. 6. Noviembre/diciembre. (1057-1069).

[3] Carpita, M., y S. Teconi. (1991). "A novel multilevel structure for voltage source inverter". *Proc. European Power Electronics*. (90-94).

[4] Choi, N. S., L. G. Cho, y G. H. Cho. (1991). "A general circuit topology of multilevel inverter". *IEEE Power Electronics Specialist Conference*. (96-103).

[5] Lai, J.S., y F. Z. Peng. (1996). "Multilevel converters-a new breed of power converters". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 32, n*úm*. 3. Mayo/junio. (509-517).

[6] Yuan, X., e I. Barbi. (2000). "Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15, núm. 4 de julio. (711-718).

[7] Tolbert, L.M., F. Z. Peng, y T. G. Habetler. (1999). "Multilevel converters for large electric driver". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 35, núm. 1. Enero/febrero. (36-44).

[8] Hochgraf, C., R. I. Asseter, D. Divan, y T. A. Lipo. "Comparison of multilevel inverters for static-var compensation". IEEF-IAS Annual Meeting Record. (921-928).

[9] Tolbert, L.M., y T. G. Habetler.(1999). "Novel multilevel inverter carrier-based PWM method". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 35, núm. 5. Septiembre/octubre. (1098-1107).

[10] Tolbert, L.M., F. Z. Peng, y T. G. Habetler. (2000). "Multilevel PWM methods at low modulation indices". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15. núm. 4 de julio. (719-725).

[11] Seo, J.H., C. H. Choi, y D. S. Hyun. (2001). "A new simplified space-vector PWM method for three-level invcrters". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 16. núm. 4. Julio. (545-550).

[12]Wu, B., Y. Lang, N. Zargari, y S. Kouro. (2011). *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems.* Nueva York. Wiley-IEEE Press. Agosto.

PREGUNTAS DE REPASO

8.1 ¿Qué es un convertidor multinivel?
8.2 ¿Cuál es el concepto básico de los convertidores multinivel?
8.3 ¿Cuáles son las características de un convertidor multinivel?
8.4 ¿Cuáles son los tipos de convertidores multinivel?
8.5 ¿Qué es un inversor multinivel con diodo fijador?
8.6 ¿Cuáles son las ventajas de un inversor multinivel con diodo fijador?
8.7 ¿Cuáles son las desventajas de un inversor multinivel con diodo fijador?
8.8 ¿Cuáles son las ventajas de un inversor multinivel con diodo fijador modificado?
8.9 ¿Qué es un inversor multinivel con capacitores volantes?
8.10 ¿Cuáles son las ventajas de un inversor multinivel con capacitores volantes?
8.11 ¿Cuáles son las desventajas de un inversor multinivel con capacitores volantes?
8.12 ¿Qué es un inversor multinivel en cascada?
8.13 ¿Cuáles son las ventajas de un inversor multinivel en cascada?
8.14 ¿Cuáles son las desventajas de un inversor multinivel en cascada?
8.15 ¿Qué es un sistema de interconexión espalda con espalda?
8.16 ¿Qué significa desbalanceo de voltaje del capacitor?
8.17 ¿Cuáles son las posibles aplicaciones de los inversores multinivel?

PROBLEMAS

8.1 Un inversor monofásico con diodo fijador tiene $m = 5$. Determine la serie de Fourier generalizada y la THD del voltaje de fase.
8.2 Un inversor monofásico con diodo fijador tiene $m = 7$. Determine las capacidades pico de voltaje y corriente de los diodos y dispositivos de conmutación si $V_{cd} = 5$ kV e $i_0 = 50$ sen $(\theta - \pi/3)$.
8.3 Un inversor monofásico con diodo fijador tiene $m = 5$. Determine **(a)** las corrientes instantánea, promedio y rms de cada nodo, y **(b)** las corrientes promedio y rms si $V_{cd} = 5$ kV e $i_0 = 50$ sen $(\theta - \pi/3)$.

8.4 Un inversor multinivel monofásico con capacitores volantes tiene $m = 5$. Determine la serie de Fourier generalizada y la THD del voltaje de fase.

8.5 Un inversor multinivel monofásico con capacitores volantes tiene $m = 7$. Determine el número de capacitores, el voltaje pico, y las capacidades de corriente de los diodos y los dispositivos de conmutación si $V_{cd} = 5$ kV.

8.6 Compare el número de diodos y capacitores para inversores con diodo fijador, capacitores volantes, y en cascada, si $m = 5$.

8.7 Un inversor multinivel monofásico en cascada tiene $m = 5$. Determine el voltaje pico, y las capacidades de corriente promedio y rms de medio puente si $V_{cd} = 1$ kV e $i_o = 150$ sen $(\theta - \pi/6)$.

8.8 Un inversor multinivel monofásico en cascada tiene $m = 5$. Determine la corriente promedio de cada una de las fuentes separadas de cd (SDCS) si $V_{cd} = 1$ kV e $i_0 = 150$ sen $(\theta - \pi/6)$.

8.9 Un inversor multinivel monofásico en cascada tiene $m = 5$. **(a)** Determine la serie de Fourier generalizada y la THD del voltaje de fase. **(b)** Determine los ángulos de conmutación para eliminar los armónicos quinto, séptimo, undécimo y decimotercero.

8.10 Un inversor multinivel monofásico en cascada tiene $m = 5$. **(a)** Determine la serie de Fourier generalizada y la THD del voltaje de fase. **(b)** Determine los ángulos de conmutación para eliminar los armónicos quinto, séptimo y undécimo si el voltaje de fase fundamental pico está a 60% de su valor máximo.

8.11 Repita la tabla 8.1 para mostrar los niveles de voltaje y sus estados correspondientes de los interruptores para un inversor con diodo fijador y $m = 7$.

8.12 Repita la tabla 8.1 para mostrar los niveles de voltaje y sus estados correspondientes de los interruptores para un inversor con diodo fijador y $m = 9$.

8.13 Repita la tabla 8.2 para mostrar los niveles de voltaje y sus estados correspondientes de los interruptores para un inversor con capacitores volantes y $m = 7$.

8.14 Repita la tabla 8.2 para mostrar los niveles de voltaje y sus estados correspondientes de los interruptores para un inversor con capacitores volantes y $m = 9$.

PARTE IV Tiristores y convertidores tiristorizados

CAPÍTULO 9

Tiristores

Al concluir este capítulo, los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente:

- Enumerar los diferentes tipos de tiristores.
- Describir las características de encendido y apagado de los tiristores.
- Describir el modelo de tiristores de dos transistores.
- Explicar las limitaciones de los tiristores como interruptores.
- Describir las características de compuerta y requerimientos de control de los diferentes tipos de tiristores y sus modelos.
- Aplicar los modelos SPICE de tiristor.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
α	Relación de corriente de los transistores de modelo de tiristor
C_j; V_j	Capacitancia y voltaje de unión, respectivamente
i_T; v_{AK}	Corriente instantánea de tiristor y voltaje de ánodo-cátodo, respectivamente
I_C; I_B; I_E	Colector, base y emisor de transistores de modelo de tiristor, respectivamente
I_A; I_K	Corriente de ánodo y cátodo de tiristores, respectivamente
I_L; I_H	Corriente de cerrojo y de retención de tiristores, respectivamente
t_{rr}; t_q	Tiempo de recuperación inversa y tiempo de apagado de tiristores, respectivamente
V_{BO}; V_{AK}	Voltaje de avalancha y de ánodo-cátodo de tiristores, respectivamente

9.1 INTRODUCCIÓN

Los tiristores son una familia de dispositivos semiconductores de potencia. Tienen un uso extenso en circuitos electrónicos de potencia [51]. Actúan como interruptores biestables al funcionar de un estado de no conducción a un estado de conducción. Se supone que los tiristores son interruptores ideales para muchas aplicaciones, aunque los tiristores prácticos presentan ciertas características y limitaciones.

Los tiristores convencionales se diseñan sin la capacidad de apagado controlada por la compuerta, en cuyo caso el tiristor puede recuperarse de su estado de conducción a un estado

de no conducción sólo cuando se hace que la corriente baje a cero por otros medios. Los tiristores de apagado por compuerta (GTO) se diseñan para que tengan la función de encendido y apagado controlados.

Comparados con los transistores, los tiristores tienen bajas pérdidas en estado de conducción y una gran capacidad de manejo de potencia. Por otra parte, generalmente el desempeño de conmutación de los transistores es superior en cuanto a velocidad de conmutación y bajas pérdidas por conmutación. Se hacen avances continuos para obtener dispositivos con lo mejor de ambos (es decir, bajas pérdidas en estado de conducción y por conmutación al mismo tiempo que se aumenta su capacidad de manejo de potencia).

Los tiristores, que están siendo reemplazados por transistores de potencia en aplicaciones de baja y mediana potencia, se utilizan sobre todo en aplicaciones de alta potencia.

Los dispositivos de inyección de doble unión a base de carburo de silicio (SiC) como los tiristores, tienen el potencial de aligerar muchas de estas limitaciones al ofrecer un bajo voltaje en estado de conducción, conmutación a multikilohertz y facilidad de paralelización ya que requieren capas epitaxiales más delgadas y más dopadas con duraciones de portadores más cortas y bajas densidades intrínsecas de portadores para lograr un voltaje de bloqueo determinado de dispositivo [60]. El tiristor de SiC, con inyección de portadores en ambos lados y una fuerte modulación de conductividad en la región de derivación, puede mantener una baja caída de voltaje en sentido directo a alta temperatura incluso con voltaje de bloqueo de 10−25 kV. Los tiristores de SiC para alto voltaje (10−25 kV) tendrán importantes aplicaciones utilitarias en el futuro así como también aplicaciones de potencia pulsante ya que pueden reducir en gran medida el número de dispositivos conectados en serie en comparación con los dispositivos de silicio, lo que conducirá a una gran reducción del tamaño, peso, complejidad de control, y costo de enfriamiento de los sistemas electrónicos de potencia, así como al mejoramiento de la eficiencia y confiabilidad de los sistemas. Por consiguiente, está claro que el tiristor de SiC es uno de los dispositivos más promisorios para aplicaciones de conmutación de alto voltaje (> 5 kV).

9.2 CARACTERÍSTICAS DEL TIRISTOR

Un tiristor es un dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura *PNPN*, con tres uniones *pn*. Tiene tres terminales, ánodo, cátodo y compuerta. La figura 9.1 muestra el símbolo del tiristor y la vista transversal de las tres uniones *pn*. Los tiristores se fabrican por difusión.

La figura 9.2a muestra el corte transversal de un tiristor, el cual se puede dividir en dos secciones de *NPN* y *PNP* como aparece en la figura 9.2b. Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J_1 y J_3 se polarizan en sentido directo. La unión J_2 se polariza en sentido inverso, y sólo una pequeña cantidad de corriente de fuga fluye del ánodo al cátodo. Entonces se dice que el tiristor está en la condición de *bloqueo directo* o en *estado de apagado* y la corriente de fuga se conoce como *corriente en estado de apagado* I_D. Si el voltaje del ánodo al cátodo V_{AK} se incrementa a un valor suficientemente grande, la unión J_2

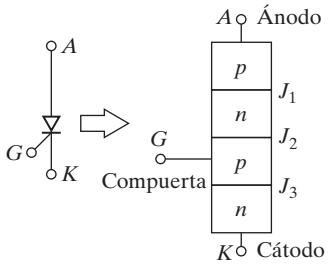
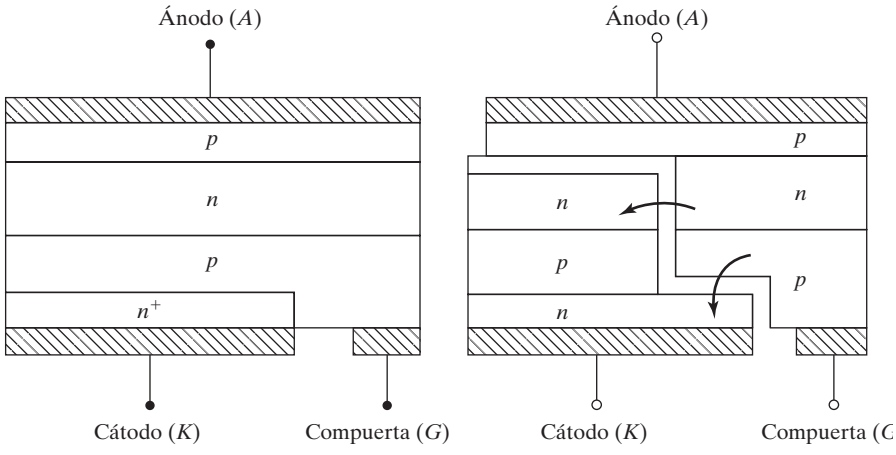


FIGURA 9.1
Símbolo del tiristor y tres uniones *pn*.



(a) Sección transversal de una estructura *PNPN* (b) Secciones de *NPN* y *PNP* separadas

FIGURA 9.2

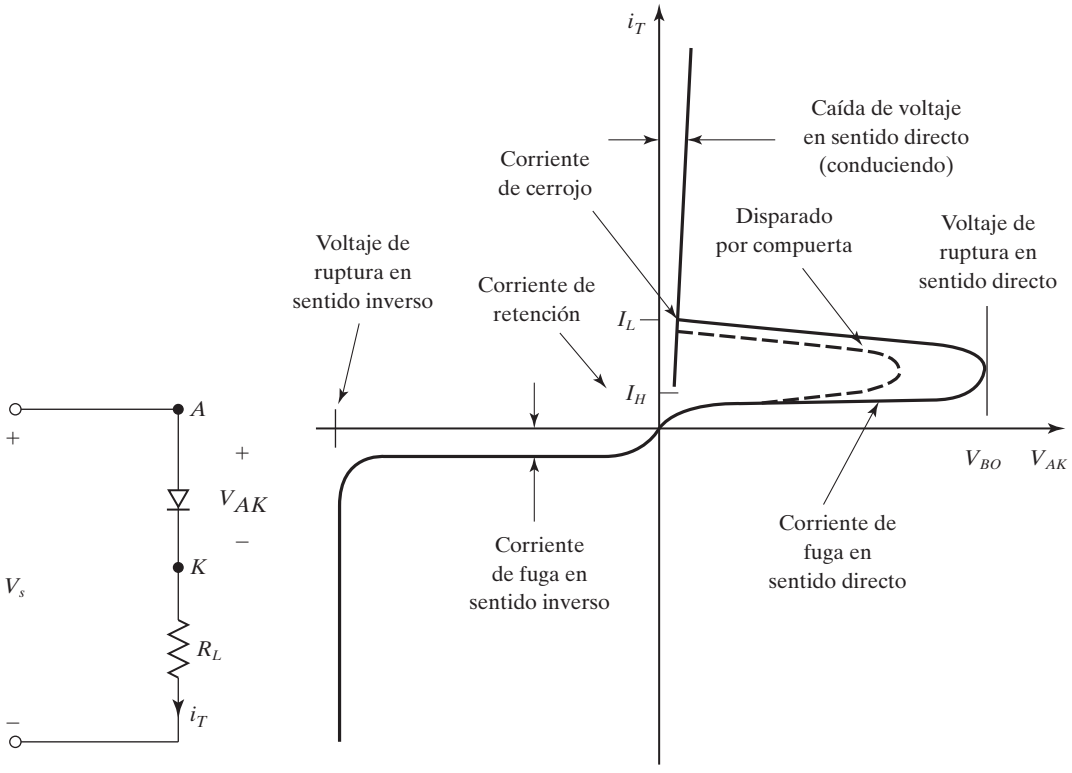
Corte transversal de un tiristor.

polarizada en sentido inverso se rompe. Esto se conoce como *ruptura por avalancha* y el voltaje correspondiente se llama *voltaje de ruptura directo* V_{BO}. Como las otras uniones J_1 y J_3 ya están polarizadas en sentido directo, los portadores se mueven libremente a través de las tres uniones, y el resultado es una corriente directa grande en el ánodo. El dispositivo está entonces en un *estado de conducción* o en un *estado de encendido*. La caída de voltaje se debería a la caída óhmica en las cuatro capas y es pequeña, por lo común de 1 V. En el estado de encendido, la corriente del ánodo está limitada por una impedancia o una resistencia externa, R_L, como se muestra en la figura 9.3a. La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como *corriente de cerrojo* I_L para mantener el flujo requerido de portadores a través de la unión; de lo contrario, el dispositivo regresa a la condición de bloqueo ya que el voltaje del ánodo al cátodo se reduce. La *corriente de cerrojo* I_L es la corriente anódica mínima requerida para mantener el tiristor en el estado de encendido inmediatamente después de haberse encendido y se ha eliminado la señal de compuerta. En la figura 9.3b [1] se muestra una característica *v-i* típica de un tiristor.

Una vez que un tiristor conduce, se comporta como un diodo conductor y no se puede controlar. El dispositivo continúa conduciendo porque no hay capa de agotamiento en la unión J_2 por el movimiento libre de los portadores. Sin embargo, si la corriente en sentido directo del ánodo se reduce por debajo de un nivel conocido como *corriente de retención* I_H, se desarrolla una región de agotamiento alrededor de la unión J_2 debido al número reducido de portadores y el tiristor está en el estado de bloqueo. La corriente de retención es del orden de miliamperes y es menor que la corriente de cerrojo I_L. Es decir, $I_L > I_H$. La *corriente de retención* I_H es la corriente mínima del ánodo para mantener el tiristor en el estado de encendido. La corriente de retención es menor que la de cerrojo.

Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al ánodo, la unión J_2 está directamente polarizada pero las uniones J_1 y J_3 están inversamente polarizadas. Esto es como dos diodos conectados en serie con voltaje inverso a través de ellos. El tiristor está en el estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como *corriente inversa* I_R, fluye a través del dispositivo.

Un tiristor se puede encender aumentando el voltaje directo V_{AK} más allá de V_{BO}, pero tal encendido podría ser destructivo. En la práctica el voltaje directo se mantiene por debajo



(a) Circuito (b) Características *v-i*

FIGURA 9.3

Circuito del tiristor y características *v-i*.

de V_{BO} y el tiristor se enciende aplicando un voltaje positivo entre su compuerta y su cátodo. Esto se muestra en la figura 9.3b con líneas de rayas. Una vez que el tiristor se enciende con una señal de compuerta y la corriente de su ánodo es mayor que la corriente de retención, el dispositivo continúa conduciendo debido a la retroalimentación positiva, incluso si la señal de compuerta desaparece. Un tiristor es un dispositivo de cierre o bloqueo.

Puntos clave de la sección 9.2. Un tiristor pertenece a una familia de dispositivos de cuatro capas. Como es un dispositivo de retención, mantiene la conducción total en sentido directo cuando su ánodo es positivo con respecto al cátodo y sólo cuando se aplica un pulso de voltaje o corriente a su terminal de compuerta.

- La corriente del ánodo en sentido directo de un tiristor debe ser mayor que su corriente de cerrojo o bloqueo para mantenerse en el estado de conducción; de lo contrario, el dispositivo regresa a la condición de bloqueo en cuanto baja el voltaje del ánodo al cátodo.
- Si la corriente del ánodo en sentido directo de un tiristor se reduce por debajo de su corriente de retención, el dispositivo deja de conducir y permanece en el estado de bloqueo.
- Una vez que un tiristor conduce, se comporta como diodo conductor y el dispositivo no se puede controlar. Es decir, el dispositivo no se puede apagar con otro pulso de compuerta positivo o negativo.

9.3 MODELO DE TIRISTOR DE DOS TRANSISTORES

La acción regenerativa o de retención debido a la retroalimentación positiva se puede demostrar con un modelo de tiristor de dos transistores. Un tiristor se puede considerar como dos transistores complementarios, un transistor *PNP*, Q_1, y otro transistor *NPN*, Q_2, como se muestra en la figura 9.4a. El modelo del circuito equivalente se ilustra en la figura 9.4b.

La corriente I_C del colector de un tiristor está relacionada, por lo general, con la corriente I_E del emisor y la corriente de fuga de la unión colector-base, I_{CBO}, como

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \tag{9.1}$$

y la ganancia de *corriente de la base común* se define como $\alpha \simeq I_C/I_E$. Para el transistor Q_1, la corriente del emisor y la corriente del ánodo I_A, y la corriente del colector I_{C1} se puede determinar por la ecuación (9.1):

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \tag{9.2}$$

donde α_1 es la ganancia de corriente e I_{CBO1} es la corriente de fuga para Q_1. Asimismo, para el transistor Q_2, la corriente del colector I_{C2} es

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \tag{9.3}$$

donde α_2 es la ganancia de corriente e I_{CBO2} es la corriente de fuga de Q_2. Al combinar I_{C1} e I_{C2}, obtenemos

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \tag{9.4}$$

Para una corriente de control de compuerta I_G, $I_K = I_A + I_G$ y despejando I_A de la ecuación (9.4) obtenemos

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \tag{9.5}$$

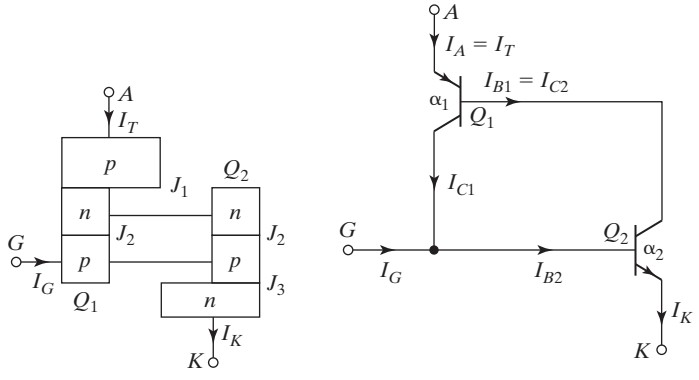


FIGURA 9.4
Modelo de tiristor de dos transistores.

(a) Estructura básica (b) Circuito equivalente

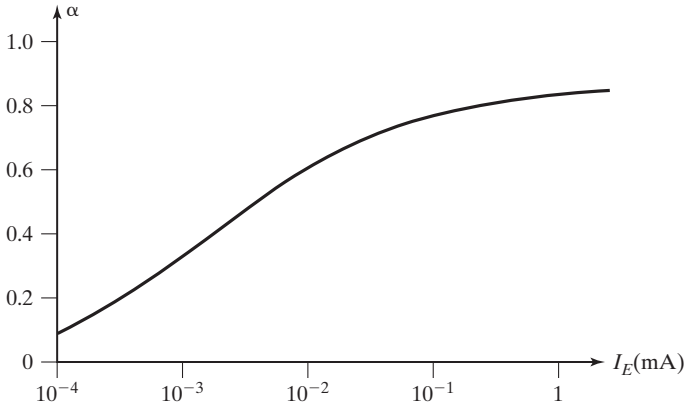


FIGURA 9.5

Variación típica de la ganancia de corriente con la corriente del emisor.

La ganancia de corriente α_1 varía con la corriente del emisor $I_A = I_E$; y α_2 varía con $I_K = I_A + I_G$. En la figura 9.5 se muestra una variación típica de la ganancia de corriente α con la corriente del emisor I_E. Si la corriente de la compuerta se incrementa de repente, por ejemplo de 0 a 1 mA, la corriente del ánodo I_A se incrementa de inmediato, y α_1 y α_2 se incrementarían aún más. La ganancia de corriente α_2 depende de I_A e I_G. El aumento de los valores de α_1 y α_2 aumenta aún más I_A. Por consiguiente, hay un efecto de retroalimentación regenerativa o positiva. Si $(\alpha_1 + \alpha_2)$ tiende a la unidad, el denominador de la ecuación (9.5) tiende a cero, y el resultado es un valor grande de la corriente del ánodo I_A, y el tiristor se enciende con una pequeña corriente de compuerta.

En condiciones transitorias, la capacitancia de las uniones *pn*, como se muestra en la figura 9.6, influyen en las características del tiristor. Si un tiristor está en un estado de bloqueo, un voltaje que se eleva con rapidez aplicado a través del dispositivo provocaría un alto flujo de corriente a través de los capacitores de la unión. La corriente a través del capacitor C_{j2} se puede expresar como

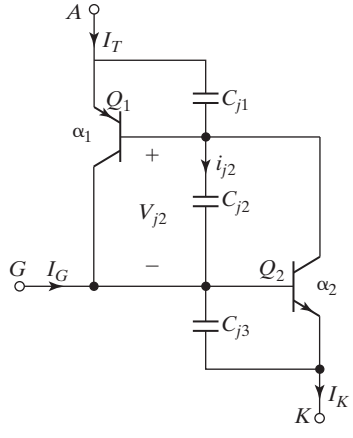


FIGURA 9.6

Modelo de tiristor de dos transistores, en condiciones transitorias. emisor.

$$i_{j2} = \frac{d(q_{j2})}{dt} = \frac{d}{dt}(C_{j2}V_{j2}) = V_{j2}\frac{dC_{j2}}{dt} + C_{j2}\frac{dV_{j2}}{dt} \tag{9.6}$$

donde C_{j2} y V_{j2} son la capacitancia y el voltaje de la unión J_2, respectivamente. El transistor Q_{j2} es la carga en la unión. Si la velocidad de elevación del voltaje dv/dt es grande, entonces i_{j2} sería grande y las corrientes de fuga I_{CBO1} e I_{CBO2} se incrementarían. De acuerdo con la ecuación (9.5), los valores suficientemente altos de I_{CBO1} e I_{CBO2} pueden hacer que ($\alpha_1 + \alpha_2$) tienda a la unidad y provocar un encendido indeseable del tiristor. Sin embargo, una corriente grande a través de los capacitores de la unión también puede dañar el dispositivo.

Puntos clave de la sección 9.3

- Durante el proceso de encendido de un tiristor, hay un efecto regenerativo o de retroalimentación positiva. Como resultado, un tiristor se puede encender con una pequeña corriente de compuerta y permanecer en estado de conducción con un valor grande de corriente anódica.
- Si un tiristor se encuentra en estado de bloqueo, un voltaje que se eleva con rapidez aplicado a través del dispositivo puede provocar un alto flujo de corriente a través del capacitor de su unión interna. Esta corriente puede ser lo bastante alta para dañar el dispositivo, por lo que la dv/dt aplicada debe ser menor que el valor nominal.

9.4 ENCENDIDO DEL TIRISTOR

Un tiristor se enciende al aumentar la corriente del ánodo. Esto se puede realizar de una de las siguientes maneras.

Térmica. Si la temperatura de un tiristor es alta, el número de pares electrón-hueco crece, lo que incrementa las corrientes de fuga. Este aumento de las corrientes hace que α_1 y α_2 se incrementen. Debido a la acción regenerativa (α_1 y α_2) puede tender a la unidad y el tiristor se puede encender. Este tipo de encendido puede provocar una avalancha térmica y por lo común se evita.

Luz. Si se permite que la luz incida en la unión de un tiristor, los pares electrón-hueco se incrementan y el tiristor se puede encender. Los tiristores activados por luz se encienden al permitir que la luz incida en las obleas de silicio.

Alto voltaje. Si el voltaje directo de ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura en sentido directo V_{BO}, fluye suficiente corriente de fuga para iniciar el encendido regenerativo. Este tipo de encendido puede ser destructivo y se debe evitar.

dv/dt. Observemos en la ecuación (9.6) que si la tasa de elevación del voltaje de ánodo a cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para encender el tiristor. Un alto valor de la corriente de carga puede dañar el tiristor y el dispositivo debe estar protegido contra una alta dv/dt. Los fabricantes especifican la dv/dt máxima permisible de los tiristores.

Corriente de compuerta. Si un tiristor se polariza en sentido directo, la inyección de corriente de compuerta al aplicar un voltaje de compuerta positivo entre la compuerta y el cátodo enciende el tiristor. Conforme aumenta la corriente de compuerta, el voltaje de bloqueo en sentido directo se reduce, como se muestra en la figura 9.7.

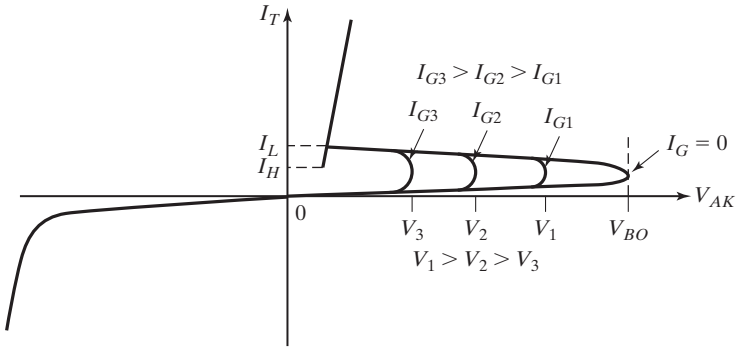


FIGURA 9.7

Efectos de la corriente de compuerta en el voltaje de bloqueo en sentido directo.

La figura 9.8 muestra la forma de onda de la corriente anódica, después de la aplicación de la señal de compuerta. Hay un tiempo de retardo conocido como *tiempo de encendido* t_{on}, entre la aplicación de la señal de compuerta y la conducción de un tiristor. t_{on} se define como el intervalo de tiempo entre el 10% de la corriente de compuerta en estado estable ($0.1I_G$) y el 90% de la corriente en estado de encendido del tiristor en estado estable ($0.9I_T$). t_{on} es la suma del *tiempo de retardo* t_r y el *tiempo de subida* t_r. t_d se define como el intervalo de tiempo entre el 10% de la corriente de compuerta ($0.1I_G$) y el 10% de la corriente en estado de encendido ($0.1I_T$). t_r es el tiempo requerido para que la corriente del ánodo suba de 10% de la corriente en estado de encendido ($0.1I_T$) a 90% de la corriente en estado de encendido ($0.9I_T$). Estos tiempos se ilustran en la figura 9.8.

Al diseñar un circuito de control de compuerta se deben considerar los siguientes puntos:

1. La señal de compuerta debe retirarse después de que el tiristor se enciende. Una señal de compuerta continua aumentaría la pérdida de potencia de la unión de la compuerta.
2. Aunque el tiristor esté polarizado en sentido inverso, no debe haber señal de compuerta, pues de lo contrario el tiristor puede fallar por una corriente de fuga incrementada.

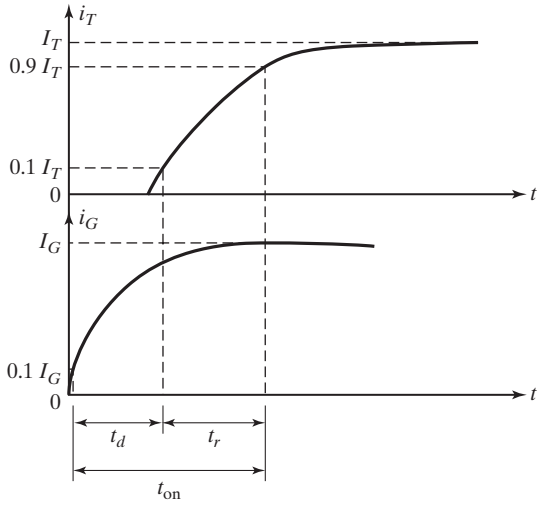


FIGURA 9.8

Características de encendido.

3. El ancho del pulso de compuerta t_G debe ser más grande que el tiempo requerido para que la corriente del ánodo suba hasta el valor de la corriente de cerrojo I_L. Normalmente, en la práctica el ancho del pulso i_G se hace mayor que el tiempo de encendido t_{on} del tiristor.

Ejemplo 9.1 Cómo determinar el valor crítico de *dv*/*dt* para un tiristor

La capacitancia de la unión J_2 polarizada a la inversa en un tiristor es $C_{j2} = 20$ pF y se puede suponer que es independiente del voltaje en estado de apagado. El valor límite de la corriente de carga para encender el tiristor es 16 mA. Determine el valor crítico de dv/dt.

Solución

$C_{j2} = 20$ pF e $i_{j2} = 16$ mA. Como $d(C_{j2})/dt = 0$, podemos calcular el valor crítico de dv/dt a partir de la ecuación (9.6):

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i_{j2}}{C_{j2}} = \frac{16 \times 10^{-3}}{20 \times 10^{-12}} = 800\,\text{V/}\mu\text{s}$$

9.5 APAGADO DEL TIRISTOR

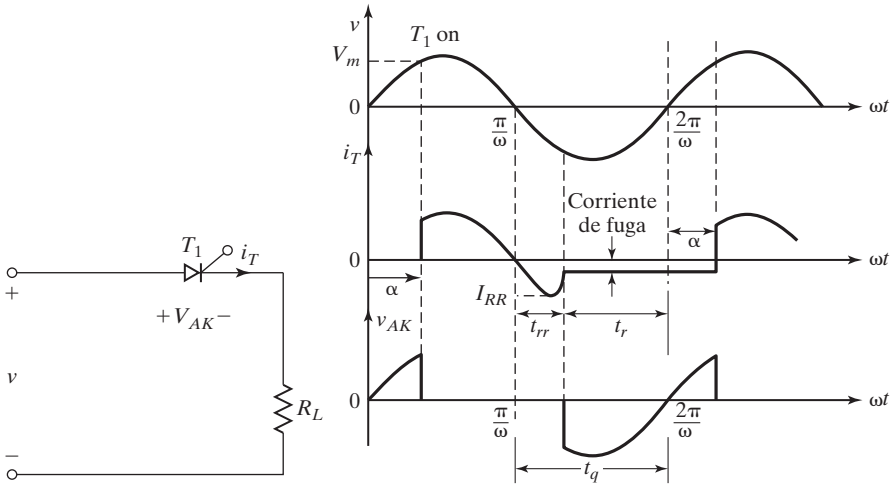
Un tiristor que está encendido se puede apagar reduciendo la corriente en sentido directo a un nivel por debajo de la corriente de retención I_H. Hay varias técnicas para apagar un tiristor. En todas las técnicas de conmutación, la corriente del ánodo se mantiene por debajo de la corriente de retención durante un tiempo suficientemente largo para que todos los portadores excedentes sean arrastrados o se recombinen.

Debido a las dos uniones *pn* externas, J_1 y J_3, las características de apagado serían semejantes a las de un diodo, al exhibir un tiempo de recuperación inversa t_{rr}, y una corriente de recuperación inversa pico I_{RR}. I_{RR} puede ser mucho mayor que la corriente normal de bloqueo inverso I_R. En un circuito convertidor conmutado por línea donde el voltaje de entrada es alterno como se muestra en la figura 9.9a, aparece un voltaje inverso a través del tiristor inmediatamente después de que la corriente en sentido directo pasa por el valor de cero. Este voltaje inverso acelera el proceso de apagado al arrastrar los portadores excedentes de las uniones J_1 y J_2. Se pueden aplicar las ecuaciones (9.6) y (9.7) para calcular t_{rr} e I_{RR}.

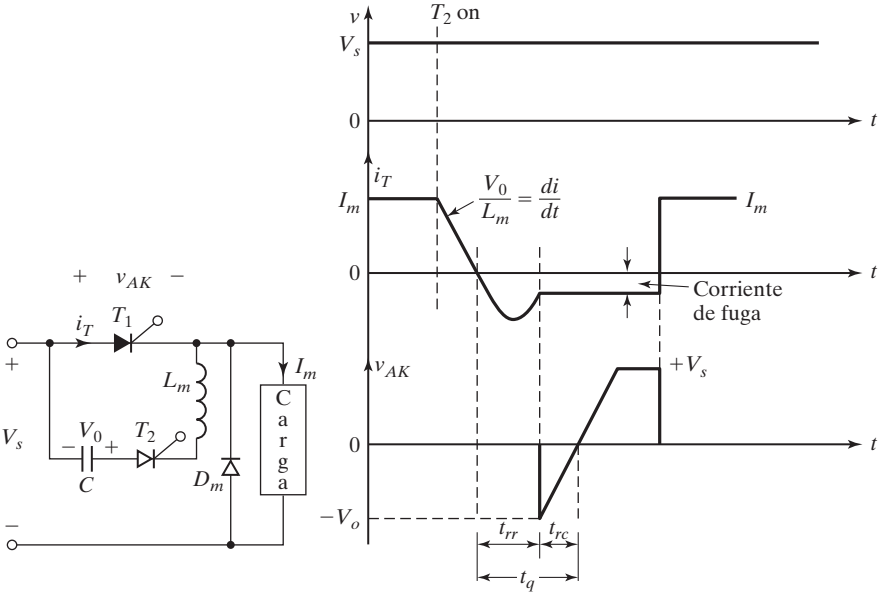
La unión *pn* interna requiere un tiempo conocido como *tiempo de recombinación* t_{rc} para recombinar los portadores excedentes. Un voltaje negativo inverso reduciría este tiempo de recombinación. t_{rc} depende de la magnitud del voltaje inverso. Las características de apagado se muestran en las figuras 9.9a y b para un circuito conmutado por línea y un circuito de conmutación forzada, respectivamente.

El tiempo de apagado t_q es la suma del tiempo de recuperación inversa t_{rr} y el tiempo de recombinación t_{rc}. Al final del apagado, se forma una capa de agotamiento a través de la unión J_2 y el tiristor recupera su capacidad de soportar voltaje en sentido directo. En todas las técnicas de conmutación se aplica un voltaje inverso a través del tiristor durante el proceso de apagado.

El *tiempo de apagado* t_q es el valor mínimo del intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente en estado de encendido se ha reducido a cero y el instante en que el tiristor es capaz de soportar un voltaje en sentido directo sin encenderse, t_q depende del valor pico de la corriente en estado de encendido y del voltaje instantáneo en estado de encendido.



(a) Circuito de tiristor conmutado por línea



(b) Circuito de tiristor de conmutación forzada

FIGURA 9.9

Características de apagado.

La *carga de recuperación inversa* Q_{RR} es la cantidad de carga que se tiene que recuperar durante el proceso de apagado. El área encerrada por la trayectoria de la corriente de recuperación inversa determina su valor. El valor de Q_{RR} depende de la velocidad de caída de la corriente en estado de encendido y el valor pico de la corriente en estado de encendido antes del apagado. Q_{RR} provoca una pérdida de energía correspondiente dentro del dispositivo.

9.6 TIPOS DE TIRISTORES

Los tiristores se fabrican casi exclusivamente por difusión. La corriente del ánodo requiere un tiempo finito para propagarse a toda el área de la unión, desde el punto cercano a la compuerta cuando la señal de ésta se inicia para encender el tiristor. Los fabricantes utilizan varias estructuras de compuerta para controlar la *di*/*dt*, el tiempo de encendido y el tiempo de apagado. Los tiristores son fáciles de encender con un pulso corto. Para apagarse requieren circuitos especiales de control o estructuras internas especiales para auxiliar en el proceso de apagado. Hay varias versiones de tiristores con capacidad para apagarse y el objetivo de cualquier dispositivo nuevo es mejorar la capacidad de apagado. Con la aparición de dispositivos nuevos con capacidad tanto de encendido como de apagado, el dispositivo con sólo la capacidad de apagado se conoce como "tiristor convencional", o simplemente "tiristor". Otros miembros de la familia del tiristor o rectificador controlado por silicio (SCR) han adquirido otros nombres basados en acrónimos. El uso del término *tiristor* se refiere al tiristor convencional. Dependiendo de la construcción física, y del comportamiento de encendido y apagado, los tiristores se pueden clasificar generalmente en 13 categorías:

1. Tiristores controlados por fase (o SCRs)
2. Tiristores bidireccionales controlados por fase (BCTs)
3. Tiristores asimétricos de conmutación rápida (o ASCRs)
4. Rectificadores controlados de silicio activados por luz (LASCRs)
5. Tiristores de tríodo bidireccionales (TRIACs)
6. Tiristores de conducción inversa (RCTs)
7. Tiristores apagados por compuerta (GTOs)
8. Tiristores controlados por FET (FET-CTHs)
9. Tiristores apagados por MOS (MTOs)
10. Tiristores de apagado (control) por emisor (ETOs)
11. Tiristores conmutados por compuerta integrada (IGCTs)
12. Tiristores controlados por MOS (MCTs)
13. Tiristores de inducción estática (SITHs)

Nota: los GTO y los IGBT se utilizan cada vez más en aplicaciones de alta potencia.

9.6.1 Tiristores controlados por fase

Este tipo de tiristores suele funcionar en la frecuencia de línea y se apaga por conmutación natural. Un tiristor comienza a conducir en sentido directo cuando se hace pasar un pulso de corriente de disparo de la compuerta al cátodo, y de inmediato se mantiene en conducción completa con una baja caída del voltaje en sentido directo. No puede hacer que su corriente regrese a cero con su señal de compuerta; en vez de eso, se apega al comportamiento natural del circuito para que la corriente llegue a cero. Cuando la corriente del ánodo llega a cero, el tiristor recupera su capacidad en decenas de microsegundos de voltaje de bloqueo inverso y puede bloquear el voltaje directo hasta que se aplique el siguiente pulso de encendido. El tiempo de apagado t_q es del orden de 50 a 100 μs. Es muy adecuado para aplicaciones de baja velocidad de conmutación e inclusive se le conoce como *tiristor convertidor*. Como

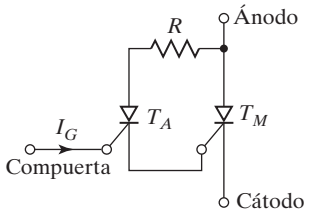


FIGURA 9.10
Tiristor de compuerta amplificadora.

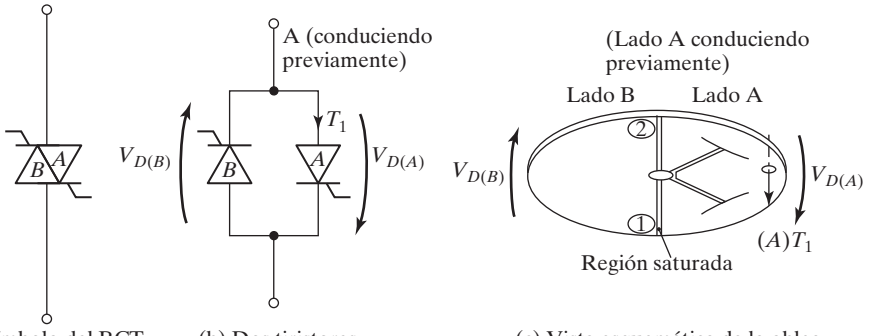
un tiristor es básicamente un dispositivo controlado hecho de silicio, también se le conoce como *rectificador controlado de silicio* (SCR)**.**

El voltaje V_T en estado de encendido varía típicamente desde aproximadamente 1.15 V hasta 2.5 V para dispositivos de 4000 V, y para un tiristor de 1200 V, 5500 A es típicamente de 1.25 V. Los transistores modernos utilizan una compuerta amplificadora, donde un tiristor auxiliar T_A se controla con una señal de compuerta y luego la salida amplificada de T_A se aplica como señal de compuerta al tiristor principal T_M, como se muestra en la figura 9.10. La compuerta amplificadora permite altas características dinámicas con una dv/dt típica de 1000 V/μs y una di/dt de 500 A/μs, además de que simplifica el diseño del circuito al reducir o minimizar el inductor que limita la di/dt y los circuitos de protección contra dv/dt.

Por su bajo costo, alta eficiencia, robustez, y alta capacidad de voltaje y corriente, estos tiristores tienen un extenso uso en convertidores cd-ca con alimentación principal de 50 o 60 Hz y en aplicaciones de bajo costo donde la capacidad de apagado no es un factor importante. Con frecuencia la capacidad de apagado no ofrece suficientes beneficios como para justificar el alto costo y las mayores pérdidas de los dispositivos. Se utilizan para casi todas las aplicaciones de transmisión de alto voltaje de cd (HVDC) y en un gran porcentaje de aplicaciones industriales.

9.6.2 Tiristores bidireccionales controlados por fase

El BCT [5] es un nuevo concepto de control de fase de alta potencia; su símbolo se muestra en la figura 9.11a. Es un dispositivo único, que combina las ventajas de tener dos tiristores en un paquete, lo que permite diseñar un equipo más compacto al simplificar el sistema de enfriamiento y aumentar la confiabilidad del sistema. Los BCT permiten a los diseñadores satisfacer demandas más exigentes en cuanto a tamaño, integración, confiabilidad y costo del producto terminado. Son adecuados para aplicaciones como compensadores estáticos de volt-amperes reactivos (VAR), interruptores estáticos, arrancadores suaves y propulsores de motores. La



(a) Símbolo del BCT (b) Dos tiristores (c) Vista esquemática de la oblea

FIGURA 9.11
Tiristor bidireccional controlado por fase. [Ref. 5].

capacidad de voltaje máxima puede llegar hasta 6 kV a 1.8 kA, y la capacidad de corriente máxima puede ser hasta 3 kA a 1.8 kV.

El comportamiento eléctrico de un BCT corresponde al de dos tiristores en antiparalelo, integrados en una oblea de silicio como se muestra en la figura 9.11b. Cada mitad del tiristor funciona como el tiristor de oblea completa correspondiente con respecto a sus propiedades estáticas y dinámicas. La oblea de BCT tiene regiones anódicas y catódicas en cada cara. Los tiristores A y B se identifican en la oblea con las letras A y B, respectivamente.

Un reto importante en la integración de dos mitades de tiristores es evitar interferencias dañinas entre las dos mitades en todas las condiciones de operación pertinentes. El dispositivo debe mostrar una muy alta uniformidad entre las dos mitades en parámetros del dispositivo como carga de recuperación inversa y caídas de voltaje en estado de encendido. Las regiones 1 y 2 que se muestran en la figura 9.11c son las más sensibles con respecto a sobrecorriente que tiene voltaje "inverso" reaplicado y la capacidad t_q de un BCT.

Encendido y apagado. Un BCT tiene dos compuertas: una para activar la corriente en sentido directo y una para la corriente en sentido inverso. Este tiristor se enciende con la aplicación de una corriente pulsante a una de sus compuertas. Se apaga si la corriente del ánodo cae por debajo de la corriente de retención debido al comportamiento natural del voltaje o de la corriente.

9.6.3 Tiristores asimétricos de conmutación rápida

Se utilizan en aplicaciones de alta velocidad de conmutación con conmutación forzada (por ejemplo, inversores resonantes en el capítulo 7 e inversores en el capítulo 6). Tienen un tiempo de apagado rápido, por lo general en el rango de 5 a 50 μs, dependiendo del rango de voltaje. La caída en sentido directo en estado de encendido varía aproximadamente como una función inversa del tiempo de apagado t_q. Este tipo de tiristor también se conoce como *tiristor inversor*.

Estos tiristores tienen una alta dv/dt de típicamente 1000 V/μs y una di/dt de 100 A/μs. El apagado rápido y la di/dt alta son muy importantes para reducir el tamaño y peso de los componentes de conmutación o del circuito reactivo. El voltaje en estado de encendido de un tiristor de 1800 V, 2200 A suele ser de 1.7 V. Los tiristores inversores con una capacidad de bloqueo inverso muy limitada, por lo común de 10 V, y un muy rápido tiempo de apagado de entre 3 y 5 μs, se conocen comúnmente como *tiristores asimétricos* (ASCRs) [14]. En la figura 9.12 se muestran tiristores de conmutación rápida de varios tamaños.



FIGURA 9.12

Tiristores de conmutación rápida. (Cortesía de Powerex, Inc.).

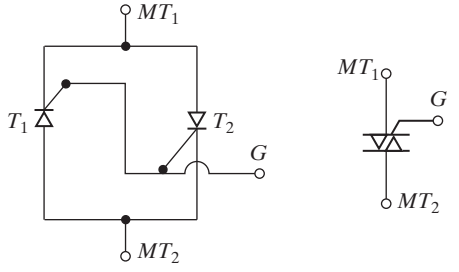
9.6.4. Rectificadores controlados de silicio activados por luz

Este dispositivo se enciende por irradiación directa de luz sobre la oblea de silicio. Los pares electrón-hueco que se crean por la irradiación producen corriente de disparo por la influencia del campo eléctrico. La estructura de la compuerta se diseña para que tenga una suficiente sensibilidad y pueda activarse con fuentes luminosas prácticas (por ejemplo un diodo emisor de luz [LED] y para obtener grandes capacidades de di/dt y dv/dt).

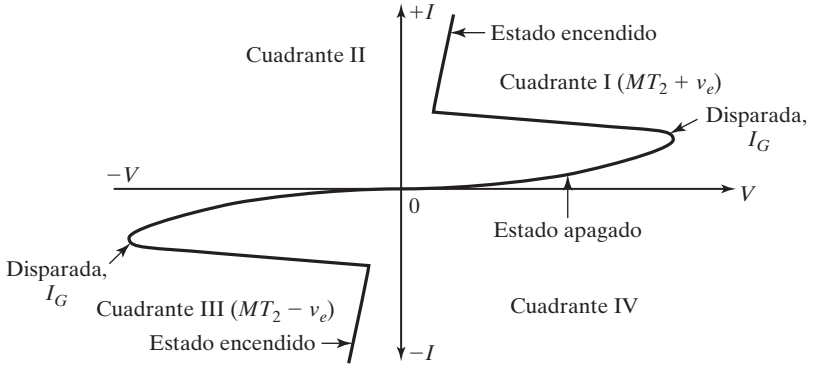
Los LASCR se utilizan en aplicaciones de alto voltaje y alta corriente (por ejemplo HVDC), transmisión y potencia reactiva estática o compensación VAR. Un LASCR ofrece aislamiento eléctrico entre la fuente luminosa de activación y el dispositivo de conmutación de un convertidor de potencia, que flota a un potencial de algunos cientos de kolovolts. La capacidad de voltaje de un LASCR podría ser hasta de 4 kV a 1500 A con potencia de activación luminosa de menos de 100 mW. La di/dt típica es de 250 μs y la dv/dt podría ser tan alta como 2000 V/μs.

9.6.5. Tiristores de tríodo bidireccionales

Un TRIAC puede conducir en ambas direcciones y por lo común se utiliza en control de fase de ca (por ejemplo, controladores de voltaje de ca en el capítulo 11). Se puede considerar como dos SCR conectados en antiparalelo con una conexión de compuerta común como se muestra en la figura 9.13a. Su símbolo se muestra en la figura 9.13b y las características v-i en la figura 9.13c.



(a) Equivalente de TRIAC (b) Símbolo del TRIAC



(c) Características v-i

FIGURA 9.13

Características de un TRIAC.

Como un TRIAC es un dispositivo bidireccional, sus terminales no se pueden designar como ánodo y cátodo. Si la terminal MT_2 es positiva con respecto a la terminal MT_1, el TRIAC se puede encender aplicando una señal de compuerta positiva entre la compuerta G y la terminal MT_1. Si la terminal MT_2 es negativa con respecto a la terminal MT_1, se enciende aplicando una señal de compuerta negativa entre la compuerta G y la terminal MT_1. No es necesario tener ambas polaridades de señales de compuerta, y un TRIAC se puede encender con una señal de compuerta ya sea positiva o negativa. En la práctica, las sensibilidades varían de uno a otro cuadrante y por lo común los TRIAC funcionan en el cuadrante I^+ (voltaje y corriente de compuerta positivos), o en el cuadrante III^- (voltaje y corriente de compuerta negativos).

9.6.6. Tiristores de conducción inversa

En muchos circuitos de convertidor e inversor se conecta un diodo en antiparalelo a través de un SCR para permitir un flujo de corriente inverso debido a la carga inductiva, y para mejorar el requerimiento de apagado del circuito de conmutación. El diodo fija el voltaje de bloqueo del SCR a 1 o 2 V en condiciones de estado estable. Sin embargo, en condiciones transitorias el voltaje inverso puede llegar a 30 V debido al voltaje inducido en inductancia parásita del circuito en el interior del dispositivo.

Un RCT es un compromiso entre las características del dispositivo y el requerimiento del circuito; se puede considerar como un tiristor con un diodo en antiparalelo incorporado como se muestra en la figura 9.14. Un RCT también se conoce como un ASCR. El voltaje de bloqueo en sentido directo varía de 400 a 2000 V y la capacidad de corriente llega a 500 A. El voltaje de bloqueo en sentido inverso es típicamente de 30 a 40 V. Como la relación de la corriente en sentido directo a través del tiristor a la corriente en sentido inverso de un diodo es fija para un dispositivo dado, sus aplicaciones se limitan a diseños de circuitos específicos.

9.6.7 Tiristores apagados por compuerta

Un GTO, al igual que un SCR, se puede encender aplicando una señal positiva. Sin embargo, un GTO se puede apagar con una señal de compuerta negativa. Un GTO no es un dispositivo de bloqueo y se puede construir con capacidades de corriente y voltaje parecidos a los de un SCR [7-10]. Un GTO se enciende aplicando un pulso corto positivo y se apaga con un pulso corto negativo a su compuerta. Los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los SCR: (1) eliminación de los componentes de conmutación en conmutación forzada, que se traduce en una reducción del costo, peso y volumen; (2) reducción de ruido acústico y electromagnético por la eliminación de reactores de conmutación; (3) apagado más rápido, que permite altas frecuencias de conmutación, y (4) eficiencia mejorada de los convertidores [15].

En aplicaciones de baja potencia, los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los transistores bipolares: (1) una capacidad de voltaje de bloqueo más alta; (2) una alta relación de corriente controlable pico a corriente promedio; (3) una alta relación de sobrecorriente pico a corriente promedio, normalmente de 10:1; (4) una alta ganancia en estado de encendido (corriente de ánodo y corriente de compuerta), normalmente de 600, y (5) señal de corriente

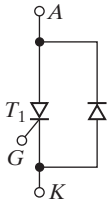
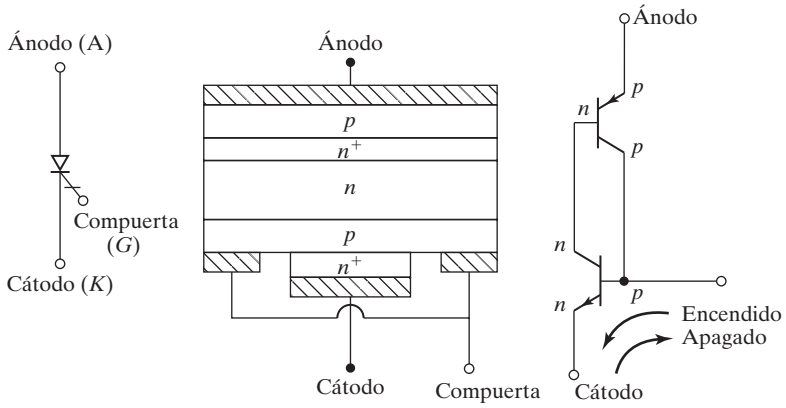


FIGURA 9.14
Tiristor de conducción inversa.



(a) Símbolo del GTO (b) Corte transversal (c) Circuito equivalente

FIGURA 9.15

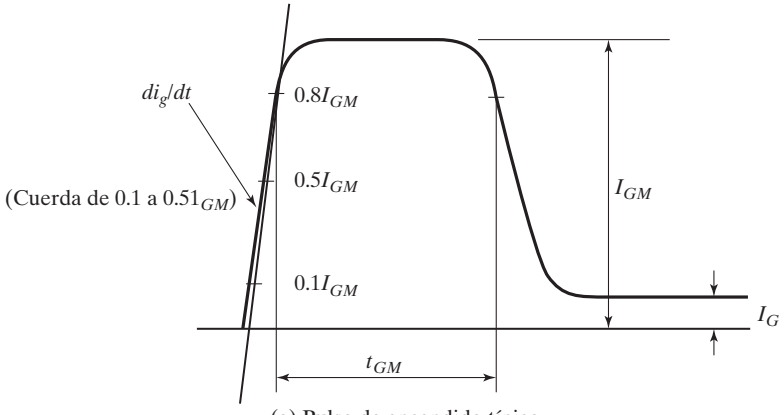
Tiristor apagado por compuerta (GTO).

pulsante de corta duración. En condiciones de cambios repentinos de corriente o voltaje, un GTO entra en una saturación más profunda debido a la acción regenerativa. Por otra parte, un transistor bipolar tiende a salirse de la saturación.

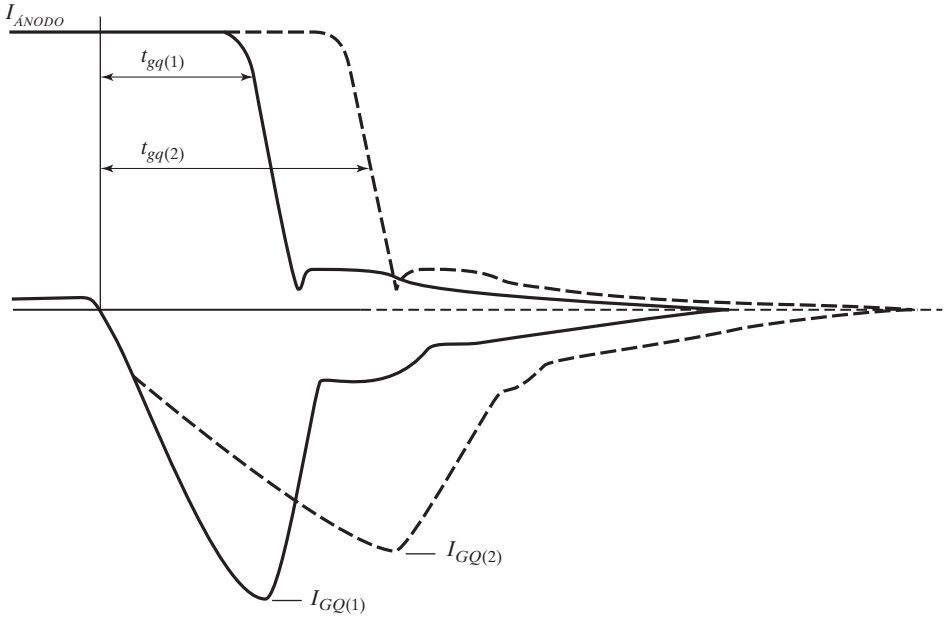
Al igual que un tiristor, un GTO es un dispositivo de bloqueo de encendido, pero también es un dispositivo de bloqueo de apagado. El símbolo del GTO se muestra en la figura 9.15a y su corte transversal interno se muestra en la figura 9.15b. Comparado con un tiristor convencional, tiene una capa n^+ adicional cerca del ánodo que forma un circuito de apagado entre la compuerta y el cátodo en paralelo con la compuerta de encendido. El circuito equivalente de la figura 9.15c se parece al de un tiristor que se muestra en la figura 9.4b, excepto por su mecanismo de apagado interno. Si se hace pasar una gran corriente pulsante del cátodo a la compuerta para quitar suficientes portadores de carga del cátodo, es decir, del emisor del transistor *NPN* Q_1, el transistor *PNP* Q_2 se puede extraer de la acción regenerativa. En el momento en que el transistor Q_1 se apaga, el transistor Q_2 se queda con una base abierta, y el GTO regresa al estado de no conducción.

Encendido. El GTO tiene una estructura de compuerta altamente interdigital sin compuerta regenerativa, como se muestra más adelante en la figura 9.19. En consecuencia, se requiere un pulso grande inicial de disparo de compuerta para encenderlo. Un pulso de compuerta de encendido típico y sus parámetros importantes se muestran en la figura 9.16a. Los valores mínimo y máximo de I_{GM} se pueden obtener de la hoja de datos del dispositivo. El valor de di_g/dt se da en las características del dispositivo de la hoja de datos, en función del tiempo de encendido. La tasa de subida de la corriente de compuerta di_g/dt afecta las pérdidas por encendido del dispositivo. La duración del pulso de I_{GM} no debe ser menor que la mitad del tiempo mínimo dado en las hojas de datos. Se requiere un periodo más largo si la corriente del ánodo di/dt es baja de modo que I_{GM} se mantiene hasta que se establece un nivel suficiente de la corriente del ánodo.

Estado de encendido. Una vez que el GTO se enciende, la corriente en sentido directo de la compuerta debe continuar durante todo el periodo de conducción para que el dispositivo permanezca en conducción. De lo contrario, el dispositivo no puede permanecer en conducción durante el periodo de encendido. La corriente de compuerta en estado de encendido debe ser por lo menos 1% del pulso de encendido para que la compuerta no se desbloquee.



(a) Pulso de encendido típico

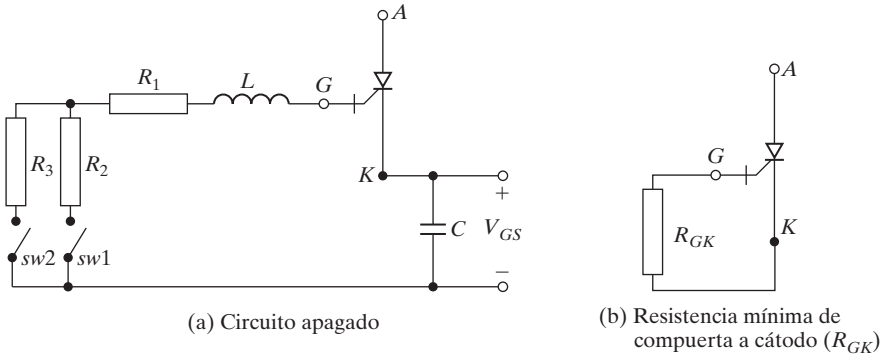


(b) Corriente típica del ánodo en función del pulso de apagado

FIGURA 9.16

Pulsos típicos de encendido y apagado de un GTO. [Ref. 8].

Apagado. El desempeño de apagado de un GTO depende en gran parte de las características del circuito de apagado de la compuerta. Por tanto, las características del circuito de apagado deben coincidir con los requerimientos del dispositivo. El proceso de apagado implica la extracción de la carga de la compuerta, el periodo de avalancha de la compuerta, y la reducción de la corriente del ánodo. La cantidad de extracción de carga es un parámetro del dispositivo y su valor no se ve significativamente afectado por las condiciones externas del circuito. La corriente pico inicial de apagado y el tiempo de apagado, que son parámetros importantes del proceso de apagado, dependen de los componentes externos del sistema. En la figura 9.16b



(a) Circuito apagado

(b) Resistencia mínima de compuerta a cátodo (R_{GK})

FIGURA 9.17

Circuito de apagado de un GTO. [Ref. 8].

se muestra una corriente de ánodo típica en función del pulso de apagado. La hoja de datos del dispositivo da valores típicos para I_{GQ}. El GTO tiene una larga cola de corriente al final del apagado y el siguiente encendido debe esperar hasta que la carga residual en el lado del ánodo se disipe mediante el proceso de recombinación.

En la figura 9.17a se muestra un circuito de apagado de un GTO. Como un GTO requiere una gran corriente de apagado, normalmente se utiliza un capacitor cargado C para suministrar la corriente de apagado requerida en la compuerta. El inductor L limita la di/dt de apagado de la corriente de compuerta a través del circuito formado por R_1, R_2, SW_1 y L. Se debe seleccionar el voltaje de suministro V_{GS} del circuito del circuito de la compuerta para obtener el valor requerido de V_{GQ}. Los valores de R_1 y R_2 también deben minimizarse.

Durante el periodo de estado de apagado, que comienza después de que la corriente de cola llega a cero, lo ideal es que la compuerta permanezca inversamente polarizada. Esta polarización inversa asegura la máxima capacidad de bloqueo. La polarización inversa se puede obtener manteniendo cerrado el SW_1 durante todo el periodo de estado apagado o utilizando un circuito SW_2 y R_3 con impedancia más alta, siempre que haya un voltaje negativo mínimo. Este circuito SW_2 y R_2 de impedancia más alta debe disipar la corriente de fuga de la compuerta.

En caso de una falla de las fuentes auxiliares para el circuito de apagado de la compuerta, la compuerta puede permanecer en la condición de polarización inversa y es posible que el GTO no pueda bloquear el voltaje. Para garantizar que el voltaje de bloqueo del dispositivo se mantenga se debe aplicar una resistencia mínima de compuerta a cátodo (R_{GK}), como se muestra en la figura 9.17b. El valor de R_{GK} para un voltaje de línea dado se puede obtener de la hoja de datos.

Un GTO tiene baja ganancia durante el apagado, normalmente de seis, y requiere un pulso de corriente negativo relativamente alto para apagarlo. Su voltaje en estado de encendido es más alto que el de los SCR. El voltaje en estado de encendido de un GTO de 1200 V, 550 A suele ser de 3.4 V. En la figura 9.18 se muestra un GTO de 200 V, 160 A del tipo 160PFT, y sus uniones se ilustran en la figura 9.19.

Los GTO se utilizan principalmente en convertidores de fuente de voltaje en los cuales se requiere un diodo en antiparalelo a través de cada GTO, por lo que los GTO normalmente no requieren voltaje inverso. A tales GTO se les conoce como GTO *asimétricos*. Esto se logra con la llamada capa intermedia, una capa n^+ excesivamente dopada al final de la capa n. Los GTO asimétricos tienen una baja caída de voltaje y capacidades más altas de voltaje y corriente.

La *corriente controlable pico en estado de encendido* I_{TGQ} es el valor pico de la corriente en estado de encendido que puede ser apagada por el control de compuerta. El voltaje



FIGURA 9.18

Un GTO de 200 V, 160 A (Imagen cortesía de Vishay Intertechnology, Inc.).

en estado de apagado se vuelve a aplicar inmediatamente después del apagado y la *dv*/*dt* reaplicada está limitada sólo por la capacitancia amortiguadora. Una vez que el GTO se apaga, la corriente de carga I_L, la cual se desvía y carga el capacitor amortiguador, determina la *dv*/*dt* reaplicada.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s}$$

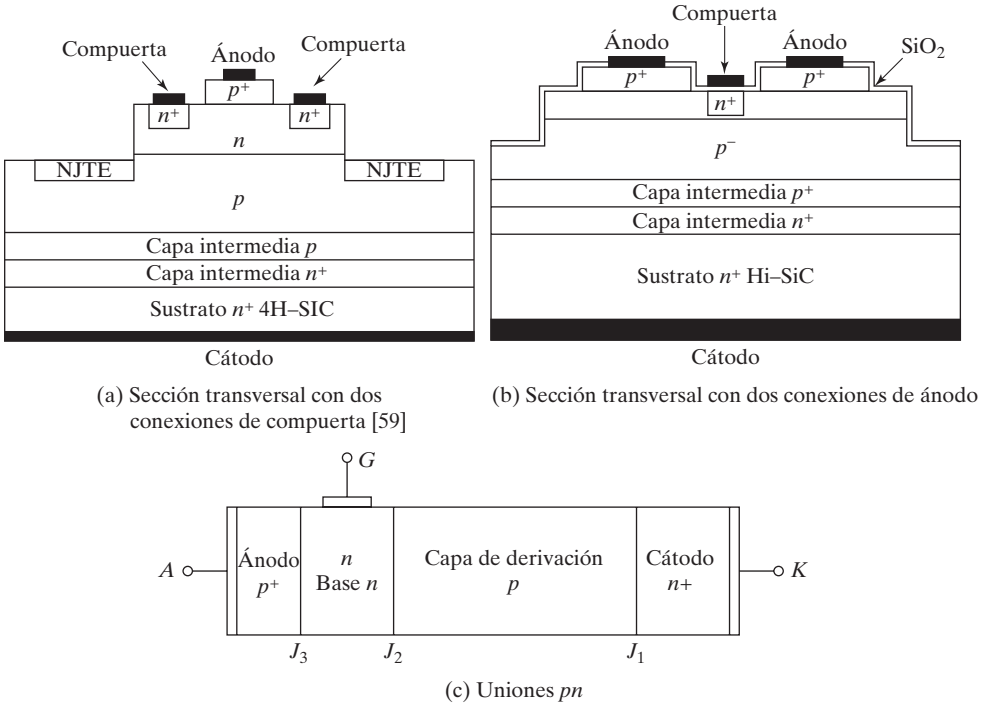
donde C_s es la capacitancia amortiguadora.

GTOs de carburo de silicio. Los GTO 4H-SiC son dispositivos de conmutación rápida con un tiempo de apagado menor que 1 μs [54-58]. Estos dispositivos tienen un alto voltaje de bloqueo, una alta corriente total y un bajo tiempo de conmutación, baja caída de voltaje en estado de encendido, y una alta densidad de corriente. Las características que permiten que los dispositivos se puedan encender y apagar son los parámetros más importantes que caracterizan el desempeño de los GTO. Los GTO 4H-SiC tienen una baja caída de voltaje en estado de



FIGURA 9.19

Uniones del GTO de 160 A de la figura 9.18. (Imagen cortesía de Vishay Intertechnology, Inc.).



(a) Sección transversal con dos conexiones de compuerta [59]

(b) Sección transversal con dos conexiones de ánodo

(c) Uniones *pn*

FIGURA 9.20

Sección transversal esquemática del tiristor GTO de SiC [59].

encendido y una alta densidad de corriente conmutable que supera la marca [59,61]. La figura 9.20a muestra la sección transversal de un GTO de SiC, el cual tiene un ánodo y dos conexiones de compuerta en paralelo para un mejor control de la compuerta. Tiene dos extensiones de terminación de unión tipo *n* (JTE). La figura 9.20b muestra la estructura con una compuerta y dos conexiones de ánodo para bajas resistencias en estado de encendido. Ambas estructuras tienen compuertas tipo *n*. La figura 9.20c muestra las tres uniones *pn* de los GTO.

9.6.8 Tiristores controlados por FET

Un dispositivo FET-CTH [40] combina un MOSFET y un tiristor en paralelo, como se muestra en la figura 9.21. Si se aplica suficiente voltaje a la compuerta del MOSFET, por lo general 3 V, se genera internamente una corriente de disparo para el tiristor. Tiene alta velocidad de conmutación, alta *di*/*dt* y alta *dv*/*dt*.

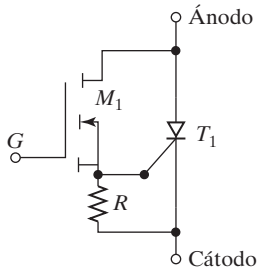


FIGURA 9.21

Tiristor controlado por FET.

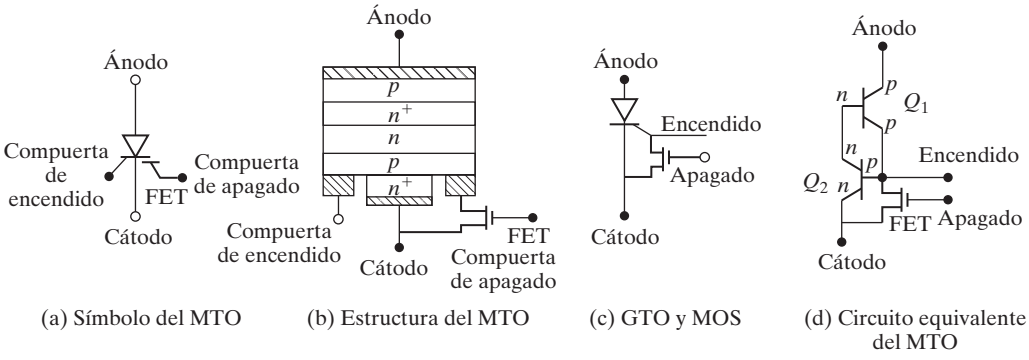
Este dispositivo se puede encender como los tiristores convencionales, pero no se puede apagar con el control de compuerta. Hallaría aplicaciones donde se tiene que usar activación óptica para proporcionar aislamiento eléctrico entre la señal de entrada o de control y el dispositivo de conmutación del convertidor de potencia.

9.6.9 MTOs

El MTO fue desarrollado por Silicon Power Company (SPCO) [16]. Es una combinación de un GTO y un MOSFET, que juntos superan las limitaciones de capacidad de apagado del GTO. La desventaja principal de los GTO es que requieren un circuito de excitación de alta corriente pulsante para la compuerta de baja impedancia. El circuito de la compuerta debe proporcionar la corriente de apagado de la compuerta cuya amplitud pico típica es 35% de la corriente que se va a controlar. El MTO proporciona la misma funcionalidad que el GTO pero utiliza un control de compuerta que debe suministrar sólo el voltaje de nivel de señal necesario para encender y apagar los transistores MOS. La figura 9.22 muestra el símbolo, la estructura y el circuito equivalente del MTO. Su estructura se parece a la de un GTO y conserva las ventajas de éste de alto voltaje (hasta 10 kV) y alta corriente (hasta 4000 A). Los MTO se pueden usar en aplicaciones de alta potencia que van de 1 a 20 MVA [17-20].

Encendido. Al igual que un GTO, el MTO se enciende aplicando un pulso de corriente a la compuerta para encenderla. El pulso de encendido enciende el transistor *NPN* Q_1, el cual a su vez enciende el transistor *PNP* Q_2 y mantiene bloqueado el MTO.

Apagado. Para apagar el MTO, se aplica un pulso de voltaje a la compuerta del MOSFET. El encendido de los MOSFET pone en cortocircuito al emisor y a la base del transistor *NPN* Q_1, lo que detiene el proceso de retención. En contraste, un GTO se apaga extrayendo suficiente corriente de la base del emisor del transistor *NPN* con un gran pulso negativo para detener la acción de retención regenerativa. En consecuencia, el MTO se apaga mucho más rápido que el GTO y las pérdidas asociadas con el tiempo de almacenamiento casi se eliminan. Inclusive, el MTO tiene una *dv*/*dt* más alta y requiere componentes amortiguadores mucho más pequeños. Como un GTO, el MTO tiene una larga cola de corriente al final del apagado y el siguiente encendido debe esperar hasta que se disipe la carga residual en el ánodo gracias al proceso de recombinación.



(a) Símbolo del MTO (b) Estructura del MTO (c) GTO y MOS (d) Circuito equivalente del MTO

FIGURA 9.22

Tiristor apagado por MOS (MTO).

9.6.10 ETOs

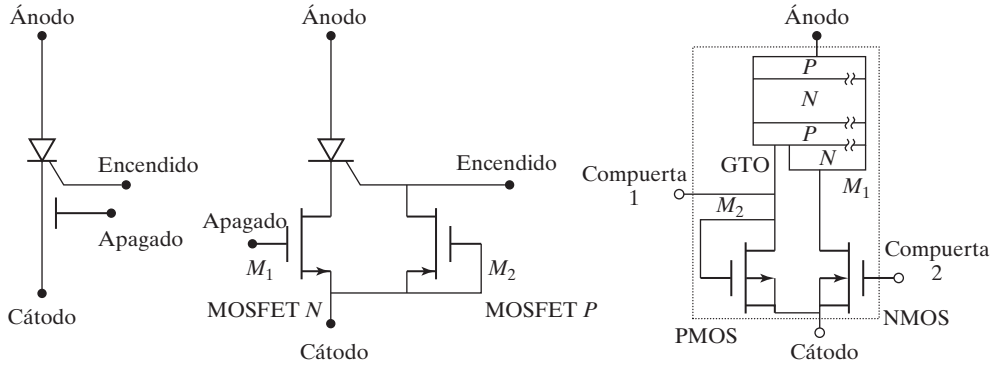
El ETO es un dispositivo híbrido de MOS y GTO [21,22] que combina las ventajas del GTO y el MOSFET. El ETO fue inventado en el Virginia Power Electronics Center en colaboración con SPCO [17]. El símbolo del ETO, su circuito equivalente y la estructura *pn* se muestran en la figura 9.23. El ETO tiene dos compuertas: una normal para encenderlo y una con un MOSFET en serie para apagarlo. Se han probado ETOs con capacidad de corriente hasta de 4 kA y capacidad de voltaje hasta de 6 kV [23].

Encendido. Un ETO se enciende aplicando voltajes positivos a las compuertas 1 y 2. Un voltaje positivo a la compuerta 2 enciende el MOSFET cátodo Q_E y apaga el MOSFET compuerta Q_G. Una inyección de corriente en la compuerta del GTO (a través de la compuerta 1) enciende el ETO debido a la existencia del GTO.

Apagado. Cuando se aplica una señal de apagado de voltaje negativo al MOSFET cátodo Q_E, se apaga y transfiere toda la corriente del cátodo (emisor *n* del transistor *npn* del GTO) a la base vía el MOSFET compuerta Q_G. Esto detiene el proceso de retención regenerativa y el resultado es un rápido apagado.

Es importante señalar que tanto el MOSFET cátodo Q_E como el MOSFET compuerta Q_G no están sometidos a esfuerzo de alto voltaje, independientemente de cuán alto sea el voltaje en el ETO. Esto se debe a que la estructura interna de la compuerta-cátodo de los GTO es una unión *PN*. La desventaja del MOSFET en serie es que debe conducir la corriente principal del GTO y eso aumenta la caída total de voltaje en aproximadamente 0.3 a 0.5 V y las pérdidas correspondientes. Al igual que un GTO, el ETO tiene una larga cola de corriente de apagado al final del apagado y el siguiente encendido debe esperar hasta que se disipe la carga residual en el lado del ánodo por el proceso de recombinación.

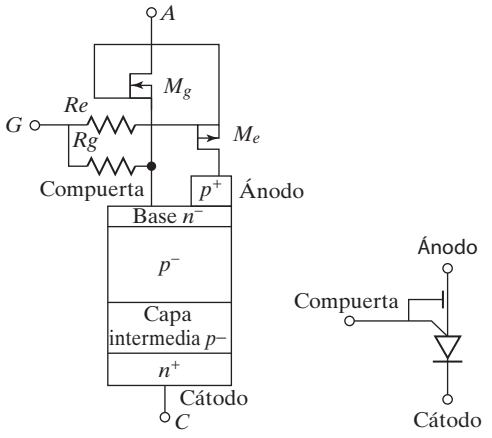
ETOs de carburo de silicio. El concepto del ETO de Si también es aplicable a la tecnología del tiristor de SiC. Al integrar el GTO de SiC de alto voltaje con los MOSFET de potencia de silicio maduro, se espera que el ETO de SiC no sólo simplifique la interfaz del usuario sino que también mejore la velocidad de conmutación y el desempeño dinámico del dispositivo.



(a) Símbolo (b) Circuito equivalente (c) Estructura *pn*

FIGURA 9.23

Tiristor apagado por el emisor (ETO). [Ref. 22, Y. Li].



(a) Circuito equivalente (b) Símbolo

FIGURA 9.24
ETO de SiC tipo *p* [62].

Un tiristor de SiC controlado por MOS, también conocido como tiristor de SiC apagado por emisor, ha demostrado ser la tecnología promisoria para aplicaciones futuras de conmutación a alto voltaje y alta frecuencia.

El primer prototipo de ETO tipo *p* de SiC de 4.5 kV del mundo basado en apagado por compuerta tipo *p* de SiC de 0.36 cm^2, muestra una caída de voltaje en sentido directo de 4.6 V con una densidad de corriente de 25 A/cm^2 y pérdida de energía de apagado de 9.88 mJ [61]. El dispositivo podría funcionar a una frecuencia de 4 kHz con un sistema de manejo térmico convencional. Esta capacidad de frecuencia es casi cuatro veces más alta que la de dispositivos de potencia de silicio de 4.5 kV. Un ETO tipo *n* de SiC de alto voltaje (10 kV) tiene un desempeño mucho mejor que el del ETO tipo *p* debido a la pequeña ganancia de corriente del transistor bipolar en el GTO tipo *n* de SiC [62]. La figura 9.24a muestra el circuito equivalente simplificado [62] de un ETO de SiC, y su símbolo se muestra en la figura 9.24b. Un NMOS y un PMOS están conectados en cascada con un transistor *NPN*.

9.6.11 IGCTs

El IGCT integra un tiristor conmutado por compuerta (GCT) con un circuito impreso de múltiples capas de control de compuerta [24,25]. El CGT es un GTO de conmutación permanente con un pulso de corriente de compuerta muy grande y muy rápido, tan grade como la corriente nominal total, que transfiere toda la corriente del cátodo a la compuerta en aproximadamente 1 μs para garantizar un apagado rápido.

La estructura interna y el circuito equivalente de un CGT se parecen a los de un GTO que se muestra en la figura 9.14b. La sección transversal de un IGCT se muestra en la figura 9.25. Un IGCT también puede tener un diodo inverso integrado, como se muestra por la unión n^+n^-p en el lado derecho de la figura 9.25. Al igual que un GTO, un MTO y un ETO, la capa intermedia *n* nivela el esfuerzo de voltaje a través de la capa n^-, reduce el espesor de la capa n^- reduce las pérdidas por conducción en estado de encendido, y hace que el dispositivo sea asimétrico. La capa *p* del ánodo se hace delgada y ligeramente dopada para permitir una eliminación más rápida de las cargas de lado del ánodo durante el apagado.

Encendido. Como un GTO, el IGCT se enciende al aplicar la corriente de encendido a su compuerta.

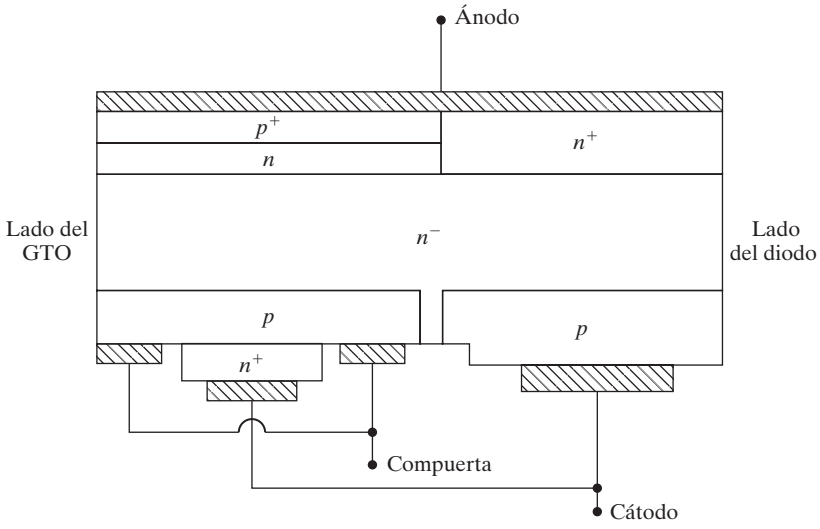


FIGURA 9.25

Sección transversal de un IGCT con diodo inverso.

Apagado. El IGCT se apaga con un circuito impreso de múltiples capas de control de compuerta que puede suministrar un pulso de apagado de subida rápida, por ejemplo, una corriente de compuerta de 4 kA/μs con un voltaje de compuerta a cátodo de sólo 20 V. Con esta tasa de corriente de compuerta, el transistor *NPN* del lado del cátodo se apaga por completo en aproximadamente 1 μs y el transistor *PNP* del lado del ánodo se queda con una base abierta y se apaga casi de inmediato. Debido a un pulso de muy corta duración, la energía de control de compuerta se reduce en gran parte y el consumo de energía de control de compuerta se minimiza. El requerimiento de potencia de control de compuerta se reduce por un factor de cinco en comparación con el del GTO. Para aplicar una alta corriente de subida rápida, el IGCT incorpora un esfuerzo especial para reducir lo más posible la inductancia del circuito de la compuerta. Esta característica también es necesaria para los circuitos de control de compuerta del MTO y el ETO.

9.6.12 MCTs

Un MCT combina las características de un tiristor regenerativo de cuatro capas y una estructura de compuerta MOS. Como el IGCT, que combina las ventajas de las estructuras de unión bipolar y de efecto de campo, un MCT es una mejora con respecto a un tiristor con un par de MOSFET para encendido y apagado. Aunque hay varios dispositivos en la familia del MCT con distintas combinaciones de estructuras de canal y compuerta [26], el MCT de canal *p* se menciona mucho en las publicaciones [27,28]. En la figura 9.26a se muestra un esquema de una celda *p* de MCT. El circuito equivalente se muestra en la figura 9.26b y el símbolo en la figura 9.26c [29-36]. La estructura *NPNP* se puede representar con un transistor *NPN* Q_1 y un transistor *PNP* Q_2. La estructura de compuerta MOS se puede representar con un MOSFET M_1 de canal *p* y un MOSFET M_2 de canal *n*.

Por la estructura *NPNP* en vez de la estructura *PNPN* de un SCR normal, el ánodo sirve como terminal de referencia con respecto a la cual se aplican todas las señales. Supongamos

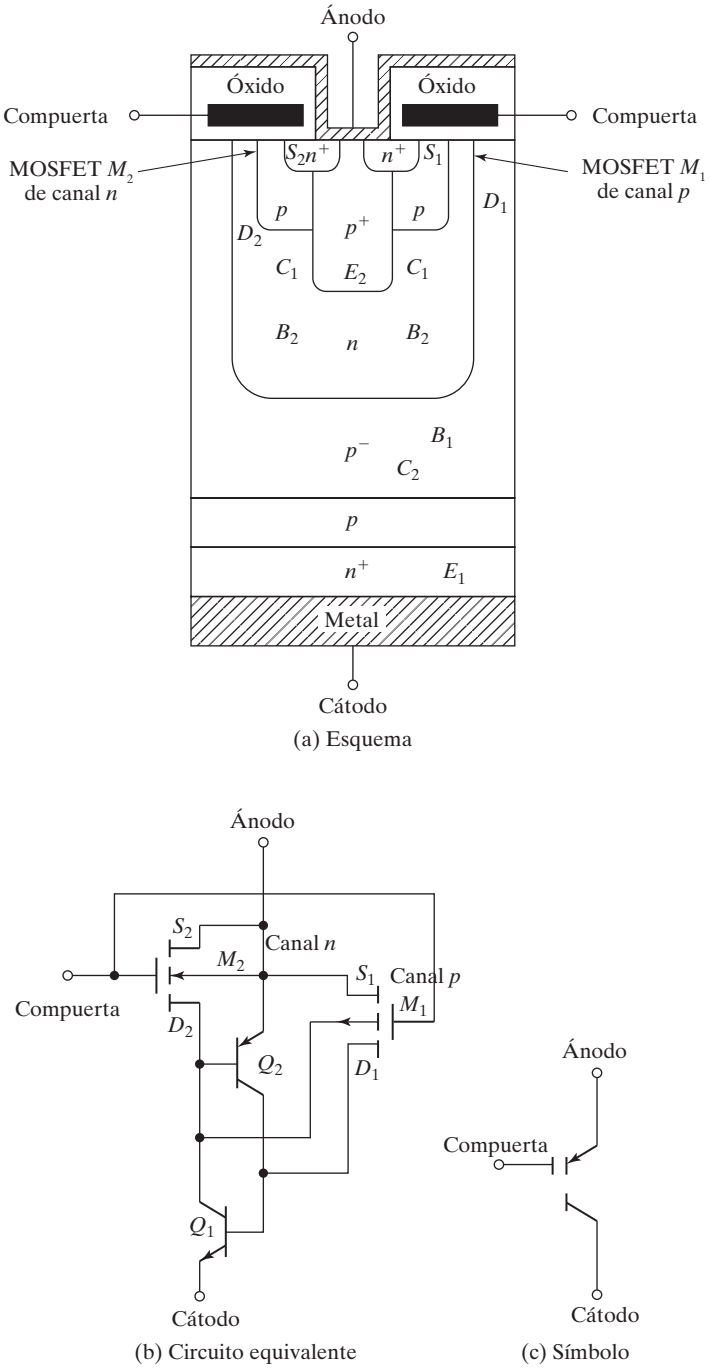


FIGURA 9.26

Esquema y circuito equivalente de un MCT de canal *p*.

que el MCT se encuentra en su estado de bloqueo en sentido directo y que se aplica un voltaje negativo V_{GA}. Se forma un canal *p* (o una capa de inversión) en el material *p* dopado, que hace que los huecos fluyan lateralmente del emisor *p* E_2 de Q_2 (fuente S_1 del MOSFET M_1 de canal *p*) a través del canal *p* a la base *p* B_1 de Q_1 (drenaje D_1 del MOSFET M_1 de canal *p*). Este flujo de huecos es la corriente de base del transistor *NPN* Q_1. Entonces el emisor n^+ E_1 de Q_1 inyecta electrones que se reúnen en la base *n* B_2 (y el colector *n* C_1), lo que hace que el emisor *p* E_2 inyecte huecos en la base *n* B_2 de modo que el transistor *PNP* Q_2 se enciende y bloquea el MCT. En suma, una compuerta negativa V_{GA} enciende el MOSFET M_1 de canal *p*, y de este modo proporciona la corriente de base para el transistor Q_2.

Supongamos que el MCT se encuentra en su estado de conducción, y se aplica un voltaje positivo V_{GA}. Se forma un canal *n* en el material *p* dopado, y hace que los electrones fluyan lateralmente de la base *n* B_2 de Q_2 (fuente S_2 del MOSFET M_2 de canal *n*) a través del canal *n* al emisor n^+ E_2 de Q_2 (drenaje D_2 del MOSFET M_2 de canal n^+). Este flujo de electrones desvía la corriente de la base del transistor *PNP* Q_2 de tal modo que su unión base-emisor se apaga, y no hay huecos disponibles para ser recolectados por la base *p* B_1 de Q_1 (y por el colector *p* C_2 de Q_2). La eliminación de esta corriente de huecos en la base *p* B_1 apaga el transistor *NPN* Q_1, y el MCT regresa a su estado de bloqueo. En suma, un pulso de compuerta positivo V_{GA} desvía la corriente que controla la base de Q_1, y por consiguiente el MCT se apaga.

Cada MCT se fabrica con una gran cantidad de celdas (~100,000), cada una de las cuales contiene un transistor *NPN* de base ancha y un transistor *PNP* de base angosta. Aunque cada transistor *PNP* de una celda viene con un MOSFET de canal *N* a través de su emisor y base, sólo un pequeño porcentaje (~4%) de los transistores *PNP* disponen de MOSFETs de canal *p* a través de su emisor y colector. El pequeño porcentaje de celdas PMOS en un MCT proporciona sólo la corriente suficiente para encenderlo y la gran cantidad de celdas NMOS proporciona una abundante corriente para apagarlo.

Como la compuerta del MCT de canal *p* se prefiere con respecto al ánodo, y no al cátodo, en ocasiones se conoce como MCT complementario (C-MCT). Para un MCT de canal *n* es un dispositivo *PNPN* representado por un transistor *PNP* Q_1 y un transistor *NPN* Q_2. La compuerta del MCT de canal *n* se considera con respecto al cátodo.

Encendido. Cuando un MCT de canal *p* se encuentra en el estado de bloqueo en sentido directo, se puede encender aplicando un pulso negativo a su compuerta con respecto al ánodo. Cuando un MCT de canal *n* se encuentra en el estado de bloqueo en sentido directo, se puede encender aplicando un pulso positivo a su compuerta con respecto al cátodo. Un MCT permanece encendido hasta que se invierte la corriente a través de él o se aplica un pulso de apagado a su compuerta.

Apagado. Cuando un MCT de canal *p* está encendido, se puede apagar aplicando un pulso positivo a su compuerta con respecto al ánodo. Cuando un MCT de canal *n* está encendido, se puede apagar aplicando un pulso negativo a su compuerta con respecto al cátodo.

El MCT se puede manejar como dispositivo controlado por compuerta si su corriente es menor que la corriente pico controlable. Si se intenta apagar el MCT con corrientes más altas que su corriente controlable pico nominal se puede destruir el dispositivo. Para valores más altos de corriente, el MCT se tiene que apagar como un SCR estándar. Los anchos de pulso de compuerta no son críticos con corrientes pequeñas a través del dispositivo. Para corrientes más grandes el ancho del pulso de apagado debe ser mayor, no obstante, la compuerta absorbe una corriente pico durante el apagado. En muchas aplicaciones, que incluyen inversores y convertidores, se requiere

un pulso de compuerta continuo durante todo el periodo de encendido o apagado para evitar la ambigüedad en el estado.

Un MCT tiene (1) una baja caída de voltaje en sentido directo durante la conducción; (2) un rápido tiempo de encendido, normalmente de 0.4 μs, y un rápido tiempo de apagado, normalmente de 1.25 μs para un MCT de 500 V, 300 A; (3) bajas pérdidas por conmutación; (4) una baja capacidad de bloqueo de voltaje en sentido inverso, y (5) una alta impedancia de entrada a la compuerta, lo que simplifica en gran medida los circuitos de excitación o control. Puede funcionar bien en paralelo para conmutar corrientes altas con sólo una modesta reducción de la capacidad de corriente por dispositivo. No es fácil de controlar o excitar con un transformador de pulsos si se requiere polarización continua para evitar ambigüedades de estado.

La estructura MOS se esparce por toda la superficie del dispositivo y el resultado es un rápido encendido y apagado con bajas pérdidas por conmutación. La potencia o energía requerida para el encendido y apagado es muy pequeña, y el tiempo de retardo debido al almacenamiento de carga también es muy pequeño. Como dispositivo tiristor de retención, tiene una baja caída de voltaje en estado de encendido. Por consiguiente, el MCT tiene el potencial para ser el tiristor de apagado casi ideal con bajas pérdidas en estado de encendido y por conmutación, y una rápida conmutación para aplicaciones en convertidores de alta potencia.

9.6.13 SITHs

El SITH, también conocido como diodo controlado por campo (FCD), fue presentado por primera vez por Teszner en la década de 1960 [41]. Un SITH es un dispositivo de portadores minoritarios; por consiguiente, tiene una baja resistencia o caída de voltaje en estado de encendido y se fabrica con mayores capacidades de voltaje y corriente. Tiene altas velocidades de conmutación y altas capacidades de dv/dt y di/dt. El tiempo de conmutación es de 1 a 6 μs. La capacidad de voltaje [42-46] puede llegar hasta 2500 V, y la capacidad de corriente se limita a 500 A. Este dispositivo es extremadamente sensible a los procesos, y pequeñas perturbaciones en el proceso de fabricación producirían cambios importantes en sus características. Con el advenimiento de la tecnología de SiC, se ha fabricado un SITH 4H-SiC con un voltaje de bloqueo en sentido directo de 300 V [47]. La sección transversal de la estructura de una media celda de un SITH se muestra en la figura 9.27a, su circuito equivalente se muestra en la figura 9.27b, y su símbolo en la figura 9.27c.

Encendido. Normalmente un SITH se enciende con la aplicación de un voltaje de compuerta positivo con respecto al cátodo. El SITH se enciende con rapidez, y proporciona la corriente de compuerta y excitación de voltaje suficientes. Al principio, el diodo PiN de compuerta a cátodo se enciende e inyecta electrones desde la región del cátodo N^+ hasta la región de la base entre la compuerta P^+ y el cátodo N^+, y al canal, con lo que se modula la resistividad de éste. El voltaje de compuerta positivo reduce la barrera de potencial en el canal, que gradualmente se vuelve conductiva. Cuando los electrones llegan a la unión J_1, el ánodo p^+ comienza a inyectar huecos en la base y proporciona la corriente de base del transistor Q_2. A medida que la corriente de la base se incrementa, Q_2 se satura y con el tiempo la unión J_2 se polariza en sentido directo. Entonces, el dispositivo se enciende por completo.

La compuerta p^+ y la región del canal se pueden modelar como un transistor de unión de efecto de campo (JFET) que funciona en el modo bipolar. Fluyen electrones del cátodo a la región de la base bajo la compuerta p^+ a través del canal, y proporcionan la corriente de base del transistor p^+n-p^+. Debido al alto nivel de dopante de la compuerta p^+, no fluyen electrones hacia ella. Una parte de la corriente de huecos fluye a través de la compuerta p^+ y el canal directamente hacia el cátodo. La corriente de huecos restante fluye a través de la compuerta p^+ hacia el canal

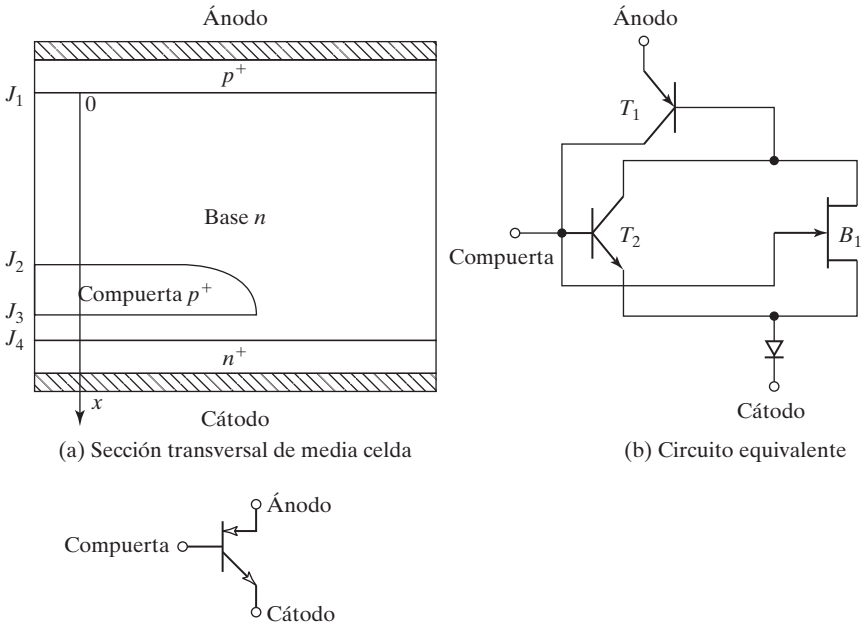


FIGURA 9.27

Sección transversal y circuito equivalente de un SITH. [Ref. 49, J. Wang].

como la corriente de compuerta del JFET en modo bipolar (BMFET). La corta distancia entre el cátodo y la compuerta da como resultado una gran y uniforme concentración de portadores en esta región, de ahí que la caída de voltaje sea insignificante.

Apagado. Por lo común, un SITH se apaga con la aplicación a la compuerta de un voltaje negativo con respecto al cátodo. Si se aplica un voltaje suficientemente negativo a la compuerta, se forma una capa de agotamiento en torno a la compuerta p^+. La capa de agotamiento en J_2 se extiende gradualmente hacia el canal. Se crea una barrera de potencial en el canal, que hace que el canal se estreche y elimina el exceso de portadores que hay en él. Si el voltaje de compuerta es lo bastante grande, la capa de agotamiento de regiones adyacentes a la compuerta se fusiona en el canal y acaba por detener el flujo de la corriente de electrones en el canal. Con el tiempo, la capa de agotamiento interrumpe por completo el canal. A pesar de que no hay corriente de electrones, la corriente de huecos continúa fluyendo debido a que los portadores excedentes que hay en la base decaen con lentitud. La interrupción de la corriente en el canal también detiene la inyección de electrones y huecos en la región entre la compuerta y el cátodo; entonces el diodo PiN parásito en esta región se apaga. Por consiguiente, el voltaje negativo en la compuerta establece una barrera de potencial en el canal que impide el transporte de electrones del cátodo al ánodo. El SITH es capaz de soportar un alto voltaje en el ánodo con una pequeña corriente de fuga y de cerrar por completo el canal.

9.6.14 Comparaciones de tiristores

La tabla 9.1 muestra las comparaciones de diferentes tiristores en función de su control compuerta, ventajas y limitaciones.

TABLA 9.1 Comparaciones de diferentes tiristores

Tipo de interruptor	Control de compuerta	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Caída de voltaje en estado de encendido	Capacidad máxima de voltaje	Capacidad máxima de corriente	Ventajas	Limitaciones
SCRs controlados por fase	Corriente para encendido Sin control de apagado	Encendido con una señal pulsante Apagado por conmutación natural	Baja 60 Hz	Baja	1.5 kV, 0.1 MVA	1 kA, 0.1 MVA	Encendido simple Dispositivo de retención La ganancia de encendido es muy alta Dispositivo de bajo costo, alto voltaje y alta corriente	Baja velocidad de conmutación Muy adecuado para aplicaciones de conmutación por línea entre 50 y 60 Hz No se puede apagar con control de compuerta
Tiristores bidireccionales	Dos compuertas Corriente para encendido Sin control de apagado	Encendido con una señal pulsante Apagado con conmutación natural	Baja 60 Hz	Baja	6.5 kV @ 1.8 kA, 0.1 MVA	3 kA @ 1.8 kV, 0.1 MVA	Iguales que las de los SCRs controlados por fase, excepto que tiene dos compuertas y la corriente puede fluir en ambas direcciones Combina dos SCRs espalda con espalda en un dispositivo	Similares a las de los SCRs controlados por fase
Tiristores activados por luz (LASCRs)	Señal luminosa para encendido Sin control de apagado	Encendido con una señal pulsante Apagado con conmutación natural	Baja 60 Hz	Baja			Iguales que las de los SCRs controlados por fase, excepto que la compuerta está aislada y se puede operar a control remoto	Similares a las de los SCRs controlados por fase

Nota: las capacidades de voltaje y corriente están sujetas a cambios a medida que la tecnología de los semiconductores de potencia avance.

(*continúa*)

TABLA 9.1 (*Continuación*)

Tipo de interruptor	Control de compuerta	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Caída de voltaje en estado de encendido	Capacidad máxima de voltaje	Capacidad máxima de corriente	Ventajas	Limitaciones
TRIAC	Corriente para encendido Sin control de apagado	Encendido con la aplicación de una señal pulsante en la compuerta para que fluya corriente en ambas direcciones Apagado con conmutación natural	Baja 60 Hz	Baja			Iguales a las de los SCRs controlados por fase, excepto que la corriente puede fluir en ambas direcciones Tiene una compuerta para encendido en ambas direcciones Como dos SCRs conectados espalda con espalda	Similares a las de los SCRs controlados por fase, excepto para aplicaciones de baja potencia
Tiristores de apagado rápido	Corriente para encendido Sin control de apagado	Encendido con una señal pulsante Apagado con conmutación natural	Intermedia 5 kHz	Baja			Iguales que las de los SCRs controlados por fase, excepto que el apagado es más rápido Muy adecuados para convertidores de conmutación forzada en aplicaciones de mediana a alta potencia	Similares a las de los SCRs controlados por fase
GTOs	Corriente tanto para encendido como para apagado	Encendido con una señal pulsante positiva Apagado con un pulso negativo	Intermedia 5 kHz	Baja			Similares a las de los tiristores de apagado rápido, excepto que se pueden apagar con una señal negativa en la compuerta	La ganancia en el proceso de apagado en baja, entre 5 y 8 y requiere una gran corriente de compuerta para interrumpir una gran corriente en estado de encendido Hay una larga cola de corriente durante el apagado Aunque es un dispositivo de retención, requiere una corriente mínima en la compuerta para mantener la corriente en estado de encendido

TABLA 9.1 (*Continuación*)

Tipo de interruptor	Control de compuerta	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Caída de voltaje en estado de encendido	Capacidad máxima de voltaje	Capacidad máxima de corriente	Ventajas	Limitaciones
MTOs	Dos compuertas: control tanto de encendido como de apagado Pulso de corriente para encendido, señal de voltaje para apagado	Encendido con un pulso positivo de corriente en la compuerta de encendido Apagado con un voltaje positivo aplicado en la compuerta MOS que desbloquea el dispositivo	Intermedia 5 kHz	Baja	10 kV@ 20 MVA, 4.5 kV @ 500 A	4 kA @ 20 MVA	Similares a las de los GTO, excepto que se pueden encender con la compuerta normal y apagar con la compuerta MOSFET Debido a la compuerta MOS, requiere una muy baja corriente de apagado y el tiempo de apagado es corto	Similares a las de los GTO, tienen una larga cola de corriente durante el apagado
ETOs	Dos compuertas: control tanto de encendido como de apagado	Encendidos con un pulso positivo de corriente aplicado a la compuerta de encendido y un pulso positivo de voltaje aplicado a la compuerta MOS de apagado Apagados con un pulso de voltaje negativo aplicado a la compuerta MOS de apagado	Intermedia 5 kHz	Intermedia			Debido a MOS en serie, la transferencia de corriente hacia la región del cátodo es rápida y el apagado también es rápido El MOSFET en serie tiene que conducir la corriente principal del ánodo	Similares a los GTOs, tiene una larga cola de corriente durante el apagado El MOSFET en serie tiene que conducir la corriente principal del ánodo e incrementa la caída de voltaje en estado de encendido en aproximadamente 0.3 a 0.5 V y también las pérdidas por conducción
IGCTs	Dos compuertas: control tanto de encendido como de apagado	Encendido con un pulso positivo de corriente aplicado a la compuerta de encendido Apagado aplicando una corriente negativa de subida rápida con un circuito de múltiples capas excitador de compuerta	Intermedia 5 kHz	Baja	5 kV @ 400 A		Como un GTO de conmutación permanente Apagado muy rápido debido a una alta corriente de apagado de subida rápida en la compuerta Bajo requerimiento de potencia de compuerta de apagado. Puede tener un diodo en antiparalelo incorporado	Similares a las de otros dispositivos GTO, la inductancia del control de compuerta y del lazo de cátodo debe tener un valor muy bajo

(*continuación*)

TABLA 9.1 (*Continuación*)

Tipo de interruptor	Control de compuerta	Característica de control	Frecuencia de conmutación	Caída de voltaje en estado de encendido	Capacidad máxima de voltaje	Capacidad máxima de corriente	Ventajas	Limitaciones
MCTs	Dos compuertas; control tanto de encendido como de apagado	MCT de canal *p* encendido con un voltaje negativo con respecto al ánodo y apagado con un voltaje positivo	Intermedia 5 kHz	Intermedia			Integra las ventajas de los GTO y de la compuerta MOSFET en un solo dispositivo La potencia/energía requerida para el encendido y apagado es muy pequeña, y el tiempo de retardo debido al tiempo de almacenamiento de carga también es muy pequeño; como dispositivo tiristor de retención, tiene una baja caída de voltaje en estado de encendido.	Tiene el potencial para ser el tiristor de apagado casi ideal con bajas pérdidas por conmutación y estado de encendido, y una muy rápida velocidad de conmutación para aplicaciones en convertidores de alta potencia
SITHs	Una compuerta; control tanto de encendido como de apagado	Encendido con voltaje positivo de excitación de compuerta y apagado con un voltaje negativo de compuerta	Alta 100 kHz	Baja 1.5 V @ 300 A, 2.6 V @ 900 A	2500 V @		Dispositivo de portadores minoritarios Baja resistencia o caída de voltaje en estado de encendido Tiene una rápida velocidad de conmutación y altas capacidades de *dv*/*dt* y *di*/*dt*	Dispositivo controlado por campo, requiere un voltaje continuo en la compuerta Es extremadamente sensible a los procesos y pequeñas perturbaciones en el proceso de manufactura producirían cambios importantes en las características del dispositivo.

Ejemplo 9.2 Cómo determinar la corriente promedio en estado de encendido de un tiristor

Un tiristor conduce la corriente que se muestra en la figura 9.28 y el pulso de corriente se repite a una frecuencia de $f_s = 50$ Hz. Determine la corriente promedio I_T en estado de encendido.

Solución

$I_p = I_{TM} = 1000$ A, $T = 1/f_s = 1/50 = 20$ ms y $t_1 = t_2 = 5$ μs. La corriente promedio en estado de encendido es

$$I_T = \frac{1}{20{,}000}[0.5 \times 5 \times 1000 + (20{,}000 - 2 \times 5) \times 1000 + 0.5 \times 5 \times 1000]$$
$$= 999.5\,\text{A}$$

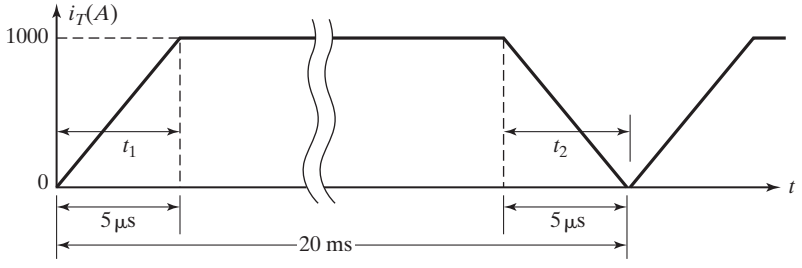


FIGURA 9.28

Forma de onda de corriente en un tiristor.

9.7 FUNCIONAMIENTO EN SERIE DE TIRISTORES

Para aplicaciones de alto voltaje se pueden conectar dos o más tiristores en serie para proporcionar la capacidad de voltaje. Sin embargo, debido a las variaciones en la producción, las características de los tiristores del mismo tipo no son idénticas. La figura 9.29 muestra las características en estado de apagado de dos tiristores. Con la misma corriente en estado de apagado, sus voltajes en estado de apagado difieren.

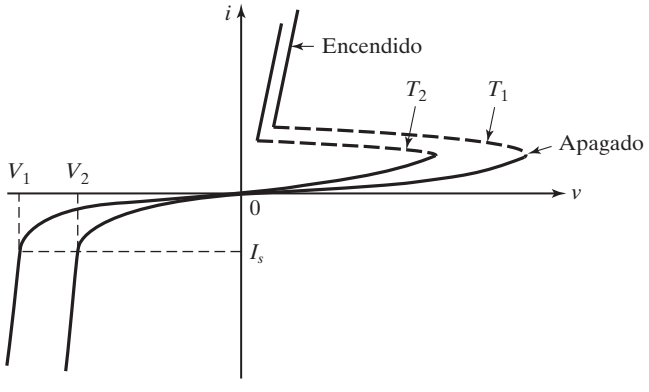


FIGURA 9.29

Características de dos tiristores en estado apagado.

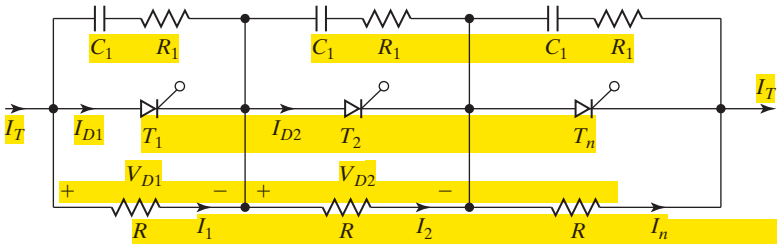


FIGURA 9.30

Tres tiristores conectados en serie.

En el caso de diodos solamente se tienen que compartir los voltajes de bloqueo en sentido inverso, en tanto que en el caso de los tiristores se requieren redes que compartan el voltaje tanto en condiciones inversas como en estado de apagado. Por lo común, el reparto del voltaje se logra conectando resistores en paralelo con cada tiristor, como se muestra en la figura 9.30. Para un voltaje compartido por igual las corrientes en estado de apagado difieren, como se muestra en la figura9.31. Sean n_s tiristores en la cadena; la corriente en estado de apagado del tiristor T_1 es I_{D1} y la de los demás tiristores son iguales de modo que $I_{D2} = I_{D3} = I_{Dn}$, e $I_{D1} < I_{D2}$. Como el tiristor T_1 tiene la corriente mínima en estado de apagado, T_1 comparte el voltaje más alto.

Si I_1 es la corriente a través del resistor R en paralelo con T_1 y las corrientes a través de los demás resistores son iguales de modo que $I_2 = I_3 = I_n$, la difusión de la corriente en estado de apagado es

$$\Delta I_D = I_{D2} - I_{D1} = I_T - I_2 - I_T + I_1 = I_1 - I_2 \quad \text{o} \quad I_2 = I_1 - \Delta I_D$$

El voltaje a través de T_1 es $V_{D1} = RI_1$. Utilizando la ley del voltaje de Kirchhoff se obtiene

$$\begin{aligned} V_s &= V_{D1} + (n_s - 1)\, I_2 R = V_{D1} + (n_s - 1)(I_1 - \Delta I_D) R \\ &= V_{D1} + (n_s - 1)\, I_1 R - (n_s - 1)\, R\, \Delta I_D \\ &= n_s V_{D1} - (n_s - 1)\, R\, \Delta I_D \end{aligned} \tag{9.7}$$

Despejando la ecuación (9.7) para el voltaje V_{D1} a través de T_1 se obtiene

$$V_{D1} = \frac{V_s + (n_s - 1)\, R\, \Delta I_D}{n_s} \tag{9.8}$$

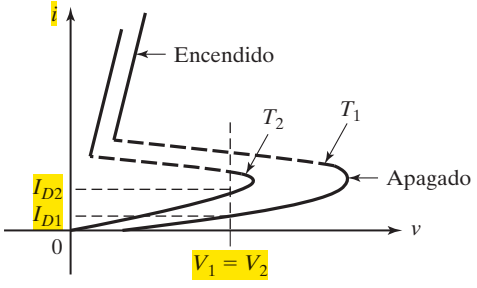


FIGURA 9.31

Corrientes de fuga en sentido directo con voltaje compartido por igual.

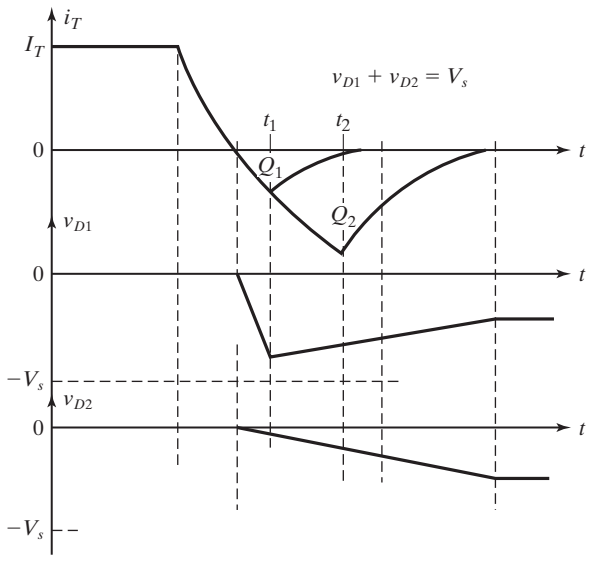


FIGURA 9.32

Tiempo de recuperación inversa y voltaje compartido.

V_{D1} es máximo cuyo ΔI_D es máxima. Para $I_{D1} = 0$ y $\Delta I_D = I_{D2}$, la ecuación (9.8) da el voltaje de estado permanente en el peor de los casos a través de T_1.

$$V_{DS(\text{máx})} = \frac{V_s + (n_s - 1)\, RI_{D2}}{n_s} \tag{9.9}$$

Durante el apagado, las diferencias en la carga almacenada provocan diferencias en el voltaje inverso compartido, como se muestra en la figura 9.32. El tiristor con la carga mínima recuperada (o tiempo de recuperación inversa) enfrenta el voltaje transitorio más alto. Las capacitancias en la unión que controlan las distribuciones del voltaje transitorio no son adecuadas y se suele requerir la conexión de un capacitor C_1 en paralelo con cada transistor como se muestra en la figura 9.30. R_1 limita la corriente de descarga. Por lo general se utiliza la misma red *RC* para compartir el voltaje transitorio y para protección contra *dv*/*dt*.

El voltaje transitorio a través de T_1 se puede determinar aplicando la relación de diferencia de voltaje.

$$\Delta V = R\Delta I_D = \frac{Q_2 - Q_1}{C_1} = \frac{\Delta Q}{C_1} \tag{9.10}$$

donde Q_1 es la carga almacenada de T_1 y Q_2 es la carga de los demás tiristores de modo que $Q_2 = Q_3 = Q_n$ y $Q_1 < Q_2$. Sustituyendo la ecuación (9.10) en la ecuación (9.8) produce

$$V_{D1} = \frac{1}{n_s}\left[V_s + \frac{(n_s - 1)\,\Delta Q}{C_1}\right] \tag{9.11}$$

El voltaje transitorio compartido en el peor de los casos que ocurre cuando $Q_1 = 0$ y ΔQ_2 es

$$V_{DT(\text{máx})} = \frac{1}{n_s}\left[V_s + \frac{(n_s - 1)\, Q_2}{C_1}\right] \tag{9.12}$$

Un factor de reducción de capacidad (DRF) que normalmente se utiliza para incrementar la confiabilidad de la cadena se define como

$$\text{DRF} = 1 - \frac{V_s}{n_s V_{DS(\text{máx})}} \tag{9.13}$$

Ejemplo 9.3 Cómo determinar el voltaje compartido de los tiristores conectados en serie

Se utilizan diez tiristores en una cadena para soportar un voltaje de cd $V_s = 15$ kV. La corriente de fuga máxima y las diferencias de carga de recuperación de los tiristores son 10 mA y 150 μC, respectivamente. Cada tiristor tiene una resistencia que comparte voltaje de $R = 56\ \text{k}\Omega$ y una capacitancia de $C_1 = 0.5\ \mu\text{F}$. Determine (a) el voltaje máximo compartido en estado permanente $V_{DS(\text{máx})}$; (b) el factor de reducción de capacidad de voltaje en estado estable; (c) el voltaje transitorio máximo compartido $V_{D(\text{máx})}$, y (d) el factor de reducción de capacidad del voltaje transitorio.

Solución

$n_s = 10$, $V_s = 15$ kV, $\Delta I_D = I_{D2} = 10$ mA y $\Delta Q = Q_2 = 159\ \mu\text{C}$.

a. De acuerdo con la ecuación (9.9) el voltaje máximo compartido en estado permanente es

$$V_{DS(\text{máx})} = \frac{15{,}000 + (10 - 1) \times 56 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3}}{10} = 2004\,\text{V}$$

b. De acuerdo con la ecuación (9.13), el factor de reducción de capacidad en estado estable es

$$\text{DRF} = 1 - \frac{15{,}000}{10 \times 2004} = 25.15\%$$

c. De acuerdo con la ecuación (9.12), el voltaje transitorio máximo compartido es

$$V_{DT(\text{máx})} = \frac{15{,}000 + (10 - 1) \times 150 \times 10^{-6}/(0.5 \times 10^{-6})}{10} = 1770\,\text{V}$$

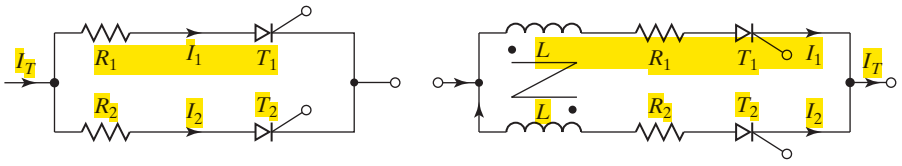
d. De acuerdo con la ecuación (9.13) el factor de reducción de capacidad transitorio es

$$\text{DRF} = 1 - \frac{15{,}000}{10 \times 1770} = 15.25\%$$

Nota: cada resistor sufrirá una pérdida de potencia de 71.75 W, lo que sólo es aceptable para aplicaciones de alta potencia.

9.8 FUNCIONAMIENTO EN PARALELO DE TIRISTORES

Cuando los tiristores se conectan en paralelo, la corriente de la carga no se comparte por igual por las diferencias en sus características. Si un tiristor conduce más corriente que los demás, su disipación de potencia se incrementa de tal modo que se incrementa la temperatura de la unión y reduce la resistencia interna. Esto, a su vez, incrementa la corriente compartida y puede dañar el tiristor. Esta avalancha térmica se puede evitar con un disipador térmico común, que se estudia en la sección 18.2, de modo que todas las unidades funcionen a la misma temperatura.



(a) Corriente estática compartida (b) Corriente dinámica compartida

FIGURA 9.33

Corriente compartida de los tiristores.

Se puede conectar una pequeña resistencia, como se muestra en la figura 9.33a, en serie con cada tiristor para hacer que la corriente se comparta por igual, pero puede haber una pérdida considerable de potencia en las resistencias en serie. Un método común para compartir la corriente en las resistencias en serie. Un método común para que los tiristores compartan la corriente es utilizar inductores magnéticamente acoplados, como se muestra en la figura 9.33b. Si la corriente a través del tiristor T_1 aumenta, se puede inducir un voltaje de polaridad opuesta en los devanados del tiristor T_2 y se puede reducir la impedancia a través de la trayectoria de T_2, con lo cual se incrementa el flujo de corriente a través de T_2.

9.9 PROTECCIÓN CONTRA *di/dt*

Un tiristor requiere un tiempo mínimo para propagar de manera uniforme la conducción de corriente por todas las uniones. Si la tasa de subida de la corriente del ánodo es muy rápida en comparación con la velocidad de propagación de un proceso de encendido, se puede dar un "punto caliente" localizado por la alta densidad de la corriente y el dispositivo puede fallar a consecuencia de la temperatura excesiva.

Los dispositivos prácticos deben protegerse contra *di/dt* alta. Por ejemplo, consideremos el circuito de la figura 9.34. En operación de estado estable, D_m conduce cuando el tiristor T_1 está apagado. Si T_1 se dispara cuando D_m aún está conduciendo, *di/dt* puede ser muy alta y está limitada sólo por la inductancia parásita del circuito.

En la práctica, la *di/dt* se limita al agregar un inductor L_s en serie, como se muestra en la figura 9.34. La *di/dt* en sentido directo es

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \tag{9.14}$$

donde L_s es la inductancia en serie e incluye cualquier inductancia parásita.

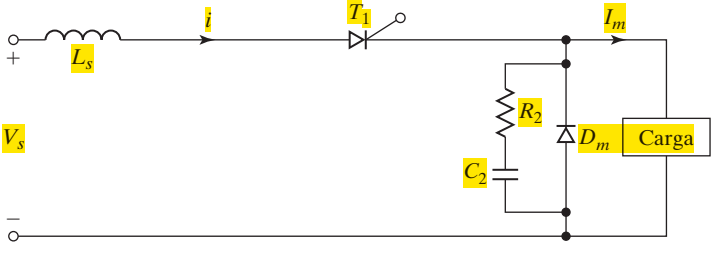


FIGURA 9.34

Circuito de conmutación de tiristor con inductores que limitan la *di/dt*.

9.10 PROTECCIÓN CONTRA *dv/dt*

Si el interruptor S_1 de la figura 9.35a se cierra cuando $t = 0$, se puede aplicar un voltaje escalonado a través del tiristor T_1 y puede ser que la dv/dt sea lo bastante alta para encender el dispositivo. La dv/dt se puede limitar conectando un capacitor C_s como se muestra en la figura 9.35a. Cuando el tiristor se enciende, la corriente de descarga del capacitor se limita con el resistor R_s, como se muestra en la figura 9.35b.

Con un circuito RC conocido como circuito amortiguador, el voltaje a través del tiristor sube exponencialmente como se muestra en la figura 9.35c y la dv/dt del circuito se determina aproximadamente según

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_s}{\tau} = \frac{0.632V_s}{R_s C_s} \tag{9.15}$$

EL valor de la constante de tiempo del amortiguador $\tau = R_s C_s$ se puede determinar con la ecuación (9.15) para un valor conocido de dv/dt. El valor de R_s se determina a partir de la corriente de descarga I_{TD}.

$$R_s = \frac{V_s}{I_{TD}} \tag{9.16}$$

Es posible usar más de un resistor para dv/dt y la descarga, como se muestra en la figura 9.35d. R_1 y C_s limitan la dv/dt. $(R_1 + R_2)$ limita la corriente de descarga de modo que

$$I_{TD} = \frac{V_s}{R_1 + R_2} \tag{9.17}$$

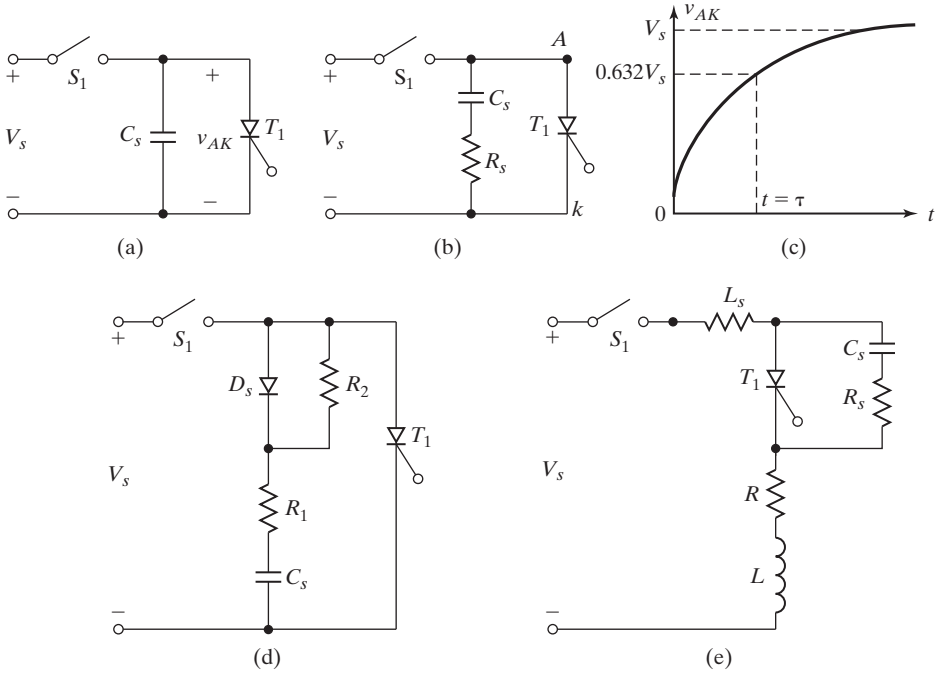


FIGURA 9.35

Circuitos de protección contra dv/dt.

La carga puede formar un circuito en serie con la red amortiguadora como se muestra en la figura 9.35e. De acuerdo con las ecuaciones (2.40) y (2.41), la relación de amortiguamiento δ de una ecuación de segundo grado es

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R_s + R}{2}\sqrt{\frac{C_s}{L_s + L}} \tag{9.18}$$

donde L_s es la inductancia parásita, y L y R son la inductancia y la resistencia de la carga, respectivamente.

Para limitar el rebase del voltaje pico aplicado a través del tiristor se utiliza la relación de amortiguamiento en el rango de 0.5 a 1.0. Si la inductancia de la carga es alta, lo cual suele ser el caso, R_s puede ser alta y C_s puede ser pequeña para retener el valor deseado de la relación de amortiguamiento. Un alto valor de R_s reduce la corriente de descarga y un bajo valor de C_s reduce la pérdida por amortiguamiento. Los circuitos de la figura 9.35 se deben analizar a fondo para determinar el valor requerido de la relación de amortiguamiento para limitar la *dv/dt* al valor deseado. Una vez que se conoce la relación de amortiguamiento, se pueden determinar R_s y C_s. Se suele utilizar la misma red o amortiguador *RC* tanto para protección contra *dv/dt* como para suprimir el voltaje transitorio debido al tiempo de recuperación inversa. La supresión del voltaje transitorio se analiza en la sección 17.6.

Ejemplo 9.4 Cómo determinar los valores del circuito amortiguador para un circuito de tiristor

El voltaje de entrada de la figura 9.35e es $V_s = 200$ V con la resistencia de la carga $R = 5\ \Omega$. La carga y las inductancias parásitas son insignificantes y el tiristor funciona a una frecuencia de $f_s = 2$ kHz. Si la *dv/dt* requerida es de 100 V/μs y la corriente de descarga se tiene que limitar a 100 A, determine (a) los valores de R_s y C_s, (b) la pérdida por amortiguamiento, y (c) la capacidad de potencia del resistor amortiguador.

Solución

$dv/dt = 100$ V/μs, $I_{TD} = 100$ A, $R = 5\ \Omega$, $L = L_s = 0$, y $V_s = 200$ V.

a. Según la figura 9.35e, la corriente de carga del capacitor amortiguador se puede expresar como

$$V_s = (R_s + R)\, i + \frac{1}{C_s}\int i\, dt + v_c(t = 0)$$

Con la condición inicial $v_c(t = 0)$, la corriente de carga se calcula como

$$i(t) = \frac{V_s}{R_s + R} e^{-t/\tau} \tag{9.19}$$

donde $\tau = (R_s + R)C_s$. El voltaje en sentido directo a través del tiristor es

$$v_T(t) = V_s - \frac{RV_s}{R_s + R} e^{-t/\tau} \tag{9.20}$$

En $t = 0$, $v_T(0) = V_s - RV_s/(R_s + R)$ y con $t = \tau$, $v_T(\tau) = V_s - 0.368RV_s/(R_s + R)$:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{v_T(\tau) - v_T(0)}{\tau} = \frac{0.632RV_s}{C_s(R_s + R)^2} \tag{9.21}$$

Según la ecuación (9.16), $R_s = V_s I_{TD} = 200/100 = 2\ \Omega$. La ecuación (9.21) da

$$C_s = \frac{0.632 \times 5 \times 200 \times 10^{-6}}{(2 + 5)^2 \times 100} = 0.129\,\mu\text{F}$$

b. La perdida por amortiguamiento es

$$P_s = 0.5C_sV_s^2f_s \tag{9.22}$$
$$= 0.5 \times 0.129 \times 10^{-6} \times 200^2 \times 2000 = 5.2 \text{ W}$$

c. Suponiendo que toda la energía guardada en C_s se disipa sólo en R_s, la potencia nominal del resistor amortiguador es de 5.2 W.

9.11 MODELO SPICE DE TIRISTOR

A medida que se agrega un dispositivo nuevo a la lista de la familia de tiristores, surge la cuestión del modelo asistido por computadora. Se están desarrollando modelos para dispositivos nuevos. Hay modelos SPICE publicados de tiristores convencionales, GTOs, MCTs y SITHs.

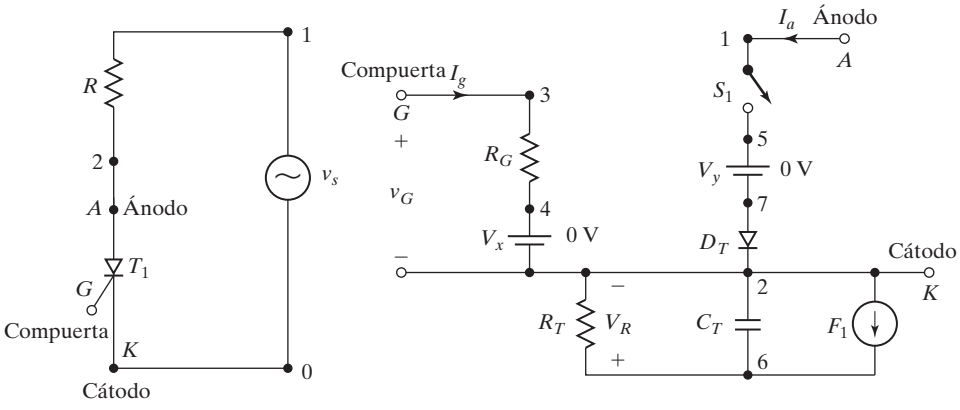
9.11.1 Modelo SPICE de tiristor

Supongamos que el tiristor de la figura 9.36a funciona con una fuente de cd. Este tiristor debe tener las siguientes características:

1. Debe cambiar al estado de encendido con la aplicación de un pequeño voltaje positivo en la compuerta, siempre que el voltaje del ánodo al cátodo sea positivo.
2. Debe permanecer en el estado de encendido en tanto la corriente del ánodo fluya.
3. Debe cambiar al estado de apagado cuando la corriente del ánodo pasa por cero en la dirección negativa.

La acción de conmutación del tiristor se puede modelar con un interruptor controlado por voltaje y una fuente de corriente polinomial [23], lo cual se muestra en la figura 9.36b. El proceso de encendido se puede explicar con los siguientes pasos:

1. Para un voltaje V_g positivo en la compuerta entre los nodos 3 y 2, la corriente de la compuerta es $I_g = I(VX) = V_s/R_G$.



(a) Circuito de tiristor (b) Modelo de tiristor

FIGURA 9.36
Modelo SPICE de tiristor.

2. La corriente de la compuerta I_g activa la fuente de corriente controlada por corriente F_1 y produce una corriente de valor $F_g = P_1 I_g = P_1 I(VX)$ de modo que $F_1 = F_g + F_a$.
3. La fuente de corriente F_g produce un voltaje V_R que sube con rapidez a través de la resistencia R_T.
4. A medida que el voltaje V_R se incrementa por arriba de cero, la resistencia R_S del interruptor controlado por voltaje se reduce de R_{OFF} a R_{ON}.
5. A medida que la resistencia R_S del interruptor S_1 se reduce, la corriente del ánodo $I_a = I(VY)$ se incrementa, siempre que el voltaje del ánodo al cátodo sea positivo. Esta corriente creciente del ánodo I_a produce una corriente $F_a = P_2 I_a = P_2 I(VY)$. Esto aumenta el valor del voltaje V_R.
6. Esto produce una condición regenerativa con el interruptor llevado con rapidez a una condición de baja resistencia (estado de encendido). El interruptor permanece encendido si el voltaje de compuerta V_g se elimina.
7. La corriente del ánodo I_a continúa fluyendo mientras sea positiva y el interruptor permanezca en el estado de encendido.

Durante el apagado, no hay corriente de compuerta e $I_g = 0$. Es decir, $F_g = 0$, $F_1 = F_g + F_a = F_a$. La operación de apagado se puede explicar con los siguientes pasos:

1. A medida que la corriente del ánodo I_a se vuelve negativa, la corriente F_1 se invierte siempre que el voltaje de compuerta V_g ya no esté más.
2. Con una F_1 negativa, el capacitor C_T se descarga a través de la fuente de corriente F_1 y la resistencia R_T.
3. Con la caída del voltaje V_R a un nivel bajo, la resistencia R_S del interruptor S_1 se incrementa de baja (R_{ON}) a alta (R_{OFF}).
4. Esta es de nueva cuenta una condición regenerativa con la resistencia del interruptor llevada rápidamente al valor R_{OFF} a medida que el voltaje V_R se vuelve cero.

Este modelo funciona bien con un circuito convertidor en el que la corriente del tiristor cae a cero por las características naturales de la corriente. Sin embargo, para un convertidor ca-cd de onda completa con una corriente de carga continua, analizado en el capítulo 10, la corriente de un tiristor se desvía hacia otro tiristor y quizás este modelo no dé la salida correcta. Este problema se puede remediar agregando el diodo D_T, como se muestra en la figura 9.36b. El diodo impide cualquier flujo de corriente inversa a través del tiristor que resulte del encendido de otro tiristor en el circuito.

Este modelo de tiristor se puede usar como un subcircuito. El interruptor S_1 es controlado por el voltaje de control V_R conectado entre los nodos 6 y 2. Los parámetros del interruptor se pueden ajustar a la caída deseada en el estado de encendido del tiristor. Utilizaremos los parámetros de diodo IS = 2.2E − 15, BV = 1800 V, TT = 0, y los parámetros de interruptor RON = 0.0125, ROFF = 10E + 5, VON = 0.5V, VOFF = OV. La definición del subcircuito para el modelo *SCR* de tiristor se puede describir como sigue:

```
*    Subcircuito para el modelo de tiristor de ca
.SUBCKT  SCR    1       3        2
*       model  anode  control   cathode
*       name          voltage
S1   1   5    6    2     SMOD             ; Interruptor controlado por voltaje
```

```
RG   3   4    50
VX   4   2    DC     OV
VY   5   7    DC     OV
DT   7   2    DMOD                    ; Diodo interruptor
RT   6   2    1
CT   6   2    10UF
F1   2   6    POLY(2)    VX    VY    0    50    11
. MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0125 ROFF=10E+5 VON=0.5V VOFF=OV)  ;
* Modelo de interruptor
. MODEL DMOD D(IS=2.2E−15 BV=1800V TT=0)   ; Parámetros del modelo de diodo
. ENDS SCR                                 ; Termina definición de subcircuito
```

El modelo de circuito como se muestra en la figura 9.36b incorpora el comportamiento de conmutación de un tiristor sólo en condiciones de cd. No incluye los efectos de segundo orden como sobrevoltaje, dv/dt, tiempo de retardo t_d, tiempo de apagado t_q, resistencia en estado de encendido R_{on} Y voltaje o corriente de umbral de compuerta. El modelo de Gracia [4] que se muestra en la figura 9.37 incluye estos parámetros que se pueden extraer de las hojas de datos.

9.11.2 Modelo SPICE de GTO

Un GTO se puede modelar con los dos transistores que se muestran en la figura 9.15c. Sin embargo, un modelo de GTO [6, 11-13] formado por dos tiristores conectados en paralelo, produce características de mejora en estado encendido, cuando se enciende y en estado apagado, lo cual se muestra en la figura 9.38 con cuatro transistores.

Cuando el voltaje del ánodo al cátodo V_{AK} es positivo y no hay voltaje en la compuerta, el modelo de GTO está en el estado de apagado como un tiristor estándar. Cuando se aplica un pequeño voltaje a la compuerta, I_{B2} no es cero; por lo que tanto $I_{C1} = I_{C2}$ no son cero. Puede fluir corriente del ánodo al cátodo. Cuando se aplica un pulso negativo de compuerta al modelo de GTO, la unión *PNP* cerca del cátodo se comporta como un diodo. El diodo se polariza a la inversa porque el voltaje de compuerta es negativo con respecto al cátodo. Por consiguiente, el GTO deja de conducir.

Cuando el voltaje del ánodo al cátodo es negativo, es decir, el voltaje del ánodo es negativo con respecto al cátodo, el modelo de GTO actúa como un diodo polarizado a la inversa. Esto se debe a que el transistor *PNP* ve un voltaje negativo en el emisor y el transistor *NPN* ve un voltaje positivo en el emisor. Por consiguiente, los dos transistores están apagados y el GTO no puede conducir. La descripción del subcircuito SPICE del modelo de GTO es la siguiente:

```
.SUBCIRCUIT   1       2        3      ; Definición del subcircuito de GTO
*Terminal     anode   cathode  gate
Q1    5   4   1       DPNP     PNP    ; PNP Transistor PNP con modelo DPNP
Q3    7   6   1       DPNP     PNP
Q2    4   5   2       DNPN     NPN    ; PNP Transistor PNP con modelo DNPN
Q4    6   7   2       DNPN     NPN
R1    7   5   10ohms
R2    6   4   10ohms
R3    3   7   10ohms
.MODEL    DPNP    PNP    ; Enunciado de modelo de un transistor PNP ideal
.MODEL    DNPN    NPN    ; Enunciado de modelo de un transistor NPN ideal
.ENDS                    ; Termina definición del subcircuito
```

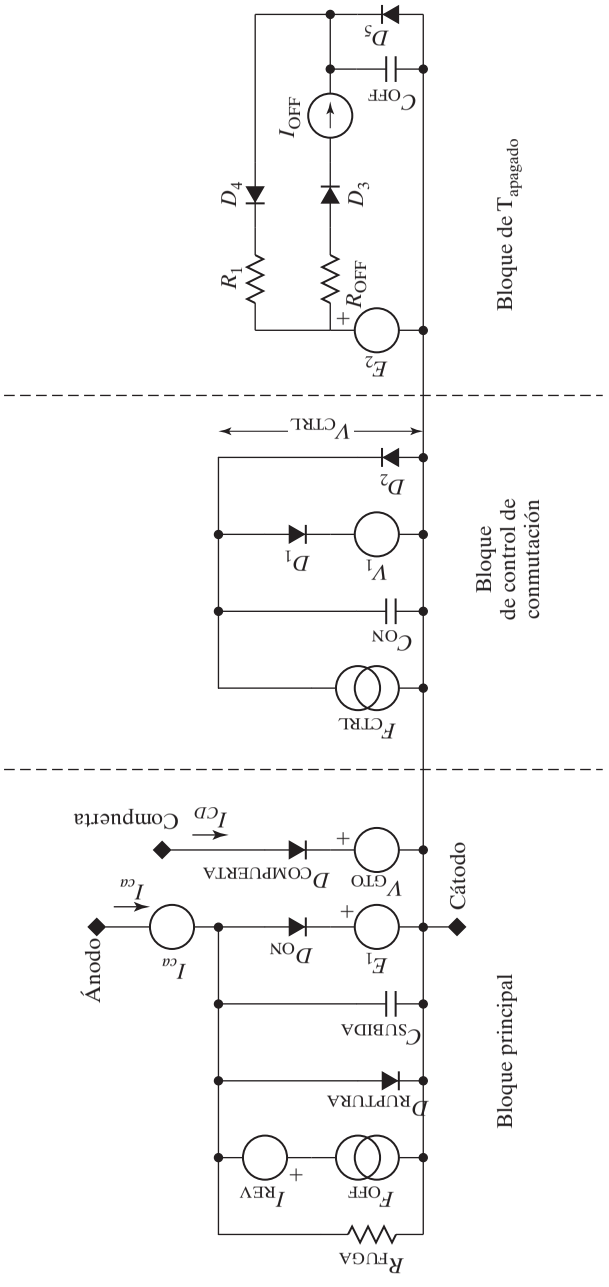


FIGURA 9.37
Modelo propuesto completo de rectificador controlado de silicio. [Ref.4, F. Gracia].

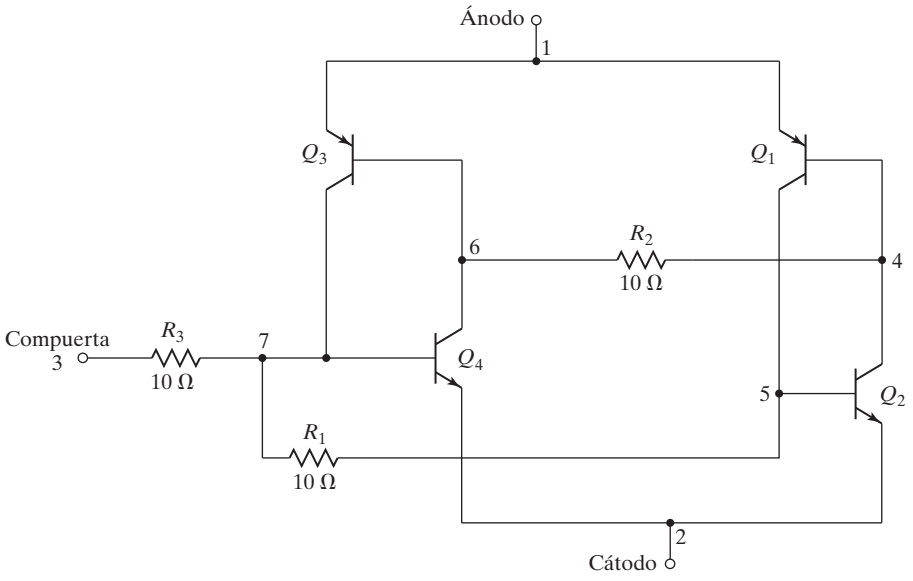


FIGURA 9.38

Modelo de GTO de cuatro transistores. [Ref. 12, M. El-Amia].

9.11.3 Modelo SPICE de MCT

El equivalente al MCT de la figura 9.39a tiene una sección SCR con dos secciones MOSFET integradas para encenderlo y apagarlo. Dado que la integración del MCT es compleja, es muy difícil obtener un modelo de circuito exacto para el dispositivo [39]. El modelo de Yuvarajan [37], que se muestra en la figura 9.39b es bastante simple y se deriva por la expansión del modelo SCR [2,3] para incluir las características de encendido y apagado del MCT. Los parámetros del modelo se pueden obtener de la hoja de datos del fabricante. Este modelo, sin embargo, no simula todas las características del MCT como son voltajes de ruptura y de transición, funcionamiento a alta frecuencia, así como voltajes transitorios abruptos durante el encendido. El modelo de Arsov [38] es una modificación del modelo de Yuvarajan y se deriva del circuito equivalente a nivel de transistores del MCT al expandir el modelo de SCR [3].

9.11.4 Modelo SPICE de SITH

El modelo de SITH de Wang [49], el cual está basado en los mecanismos de funcionamiento físico interno del circuito equivalente de la figura 9.27b, puede predecir tanto las características estáticas como dinámicas del dispositivo [48,50]. El modelo tiene en cuenta los efectos de la estructura, duración y temperatura del dispositivo. Se puede implementar en simuladores de circuitos como PSpice como un subcircuito.

9.12 DIACs

Un DIAC, o "diodo para corriente alterna", también es un miembro de la familia del tiristor. Es como un TRIAC sin terminal compuerta. La sección transversal de un DIAC se muestra en la figura 9.40a. Su circuito equivalente es un par de diodos de cuatro capas invertidos. Con frecuencia se utiliza cualquiera de los dos símbolos que se muestran en las figuras 9.40b

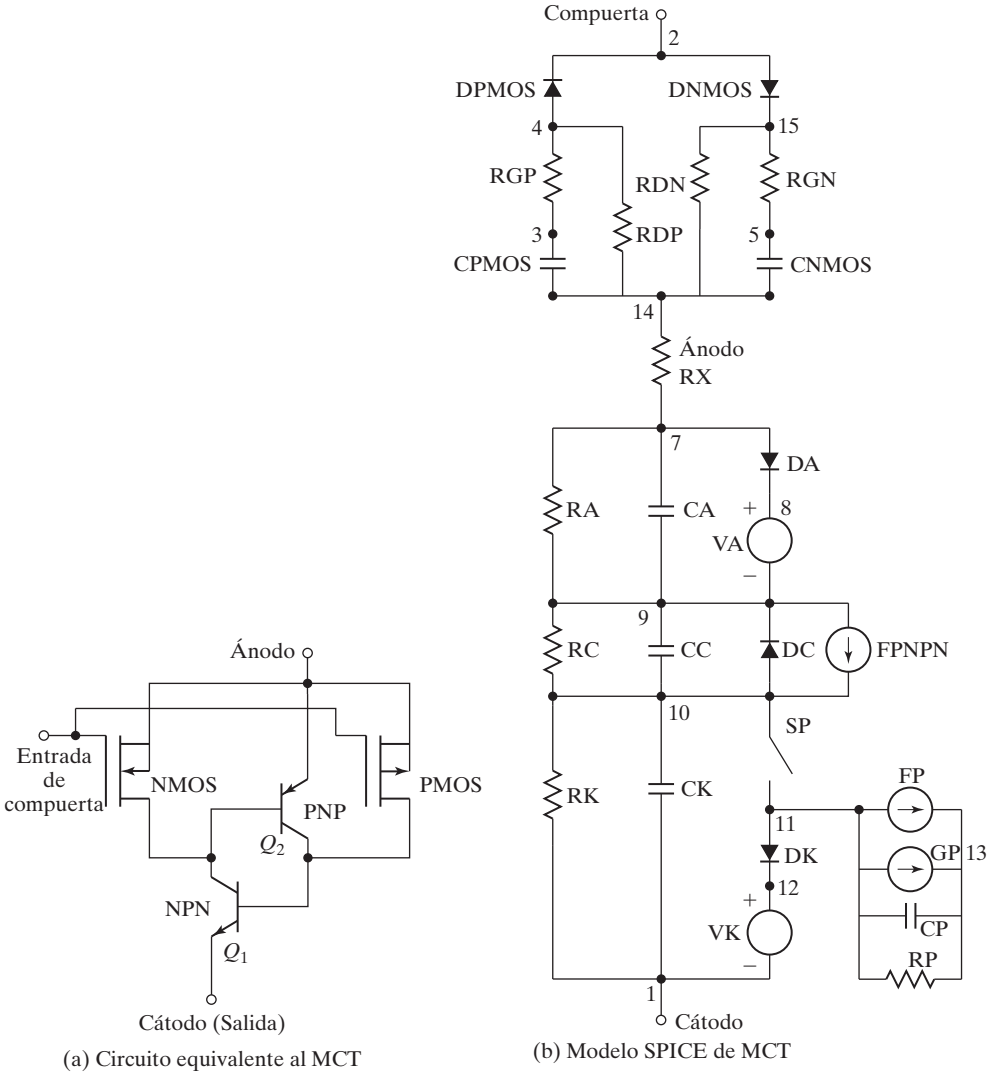


FIGURA 9.39

Modelo del MCT. [Ref. 37, S. Yuvarajan].

y c. Un DIAC es un dispositivo semiconductor de dos terminales, cuatro capas y estructura de *PNPN*. MT_2 y MT_1 son las dos terminales principales del dispositivo. En este dispositivo no hay terminal de control. La estructura del DIAC se parece a un transistor de unión bipolar (BJT).

Un DIAC se puede conmutar del estado de apagado al estado de encendido con cualquier polaridad del voltaje aplicado. Como es un dispositivo bilateral como el TRIAC, las designaciones de las terminales son arbitrarias. La conmutación del estado de apagado al estado de encendido se realiza simplemente con exceder el voltaje de transición conductiva de avalancha en una u otra dirección.

En la figura 9.41 se muestra una característica *v-i* típica de un DIAC. Cuando la terminal MT_2 es lo bastante positiva como para romper la unión N_2-P_2, la corriente puede fluir de la

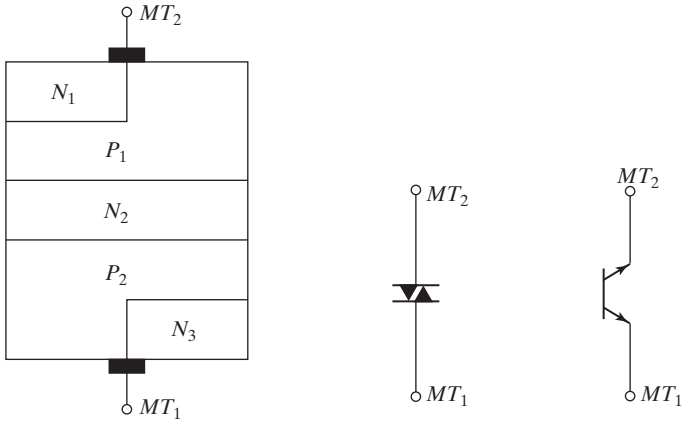


FIGURA 9.40
Corte seccional de DIAC y sus símbolos. (a) Corte seccional (b) Símbolo I (c) Símbolo II

terminal MT_2 a la terminal MT_1 a través de la trayectoria P_1-N_2-P_2-N_3. Si la polaridad de la terminal MT_1 es lo bastante positiva para romper la unión N_2-P_1, la corriente fluye a través de la trayectoria P_2-N_2-P_1-N_1. Un DIAC se puede considerar como dos diodos conectados en serie en dirección opuesta.

Cuando el voltaje aplicado de cualquier polaridad es menor que el voltaje de conducción de avalancha V_{BO}, el DIAC está apagado (o en estado de no conducción) y una muy pequeña cantidad de *corriente de fuga* fluye a través del dispositivo. Sin embargo, cuando la magnitud del voltaje aplicado excede el voltaje de conducción de avalancha V_{BO}, ocurre la ruptura y la corriente en DIAC sube bruscamente, como se muestra en la figura 9.41. Una vez que la corriente comienza a fluir, hay una caída de voltaje ΔV en estado de encendido debido al flujo de la corriente de carga. Si un DIAC se conecta a un voltaje de suministro sinusoidal de ca, como se muestra en la figura 9.42, la corriente de carga fluirá sólo cuando el voltaje de suministro sobrepase el voltaje de conducción en una u otra dirección. Observemos que los DIAC no se suelen utilizar solos sino junto con otros dispositivos de tiristor como el TRIAC, como se muestra en la figura 9.43, para generar señales de disparo de compuerta.

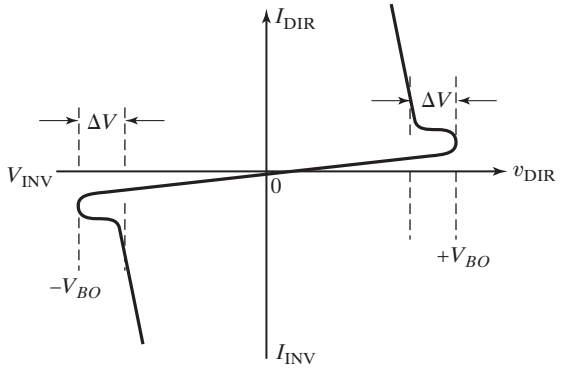


FIGURA 9.41
Características *v-i* de los DIAC.

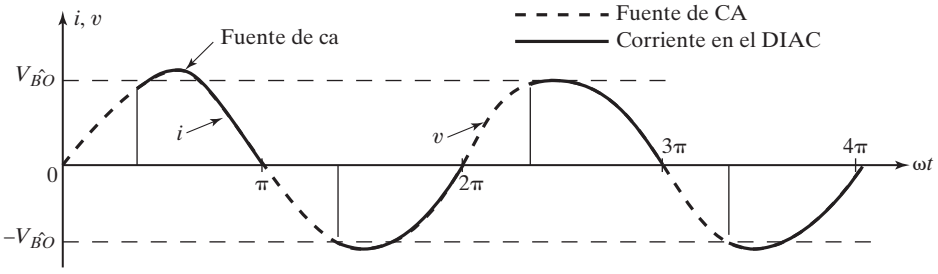


FIGURA 9.42

Voltaje y corriente sinusoidal de un circuito DIAC.

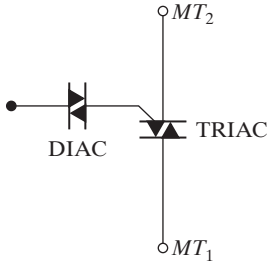


FIGURA 9.43

DIAC para disparar un TRIAC.

9.13 CIRCUITOS DE DISPARO DE TIRISTOR

En tiristores convertidores, existen potenciales diferentes en varias terminales [53]. El circuito de potencia se somete a un alto voltaje, por lo general de más de 100 V, y el circuito de compuerta se mantiene a un bajo voltaje, típicamente de 12 a 30 V. Se requiere un circuito de aislamiento entre un tiristor individual y su circuito generador de pulsos de compuerta. El aislamiento se puede lograr o con transformadores de pulsos o con optoacopladores. Un optoacoplador podría ser un fototransistor o un rectificador fotocontrolado de silicio (SCR), como se muestra en la figura 9.44. Un pulso corto a la entrada de un ILED, D_1, enciende el rectificador fotocontrolado de silicio (foto-SCR) T_1 y el tiristor de potencia T_1 se dispara. Este

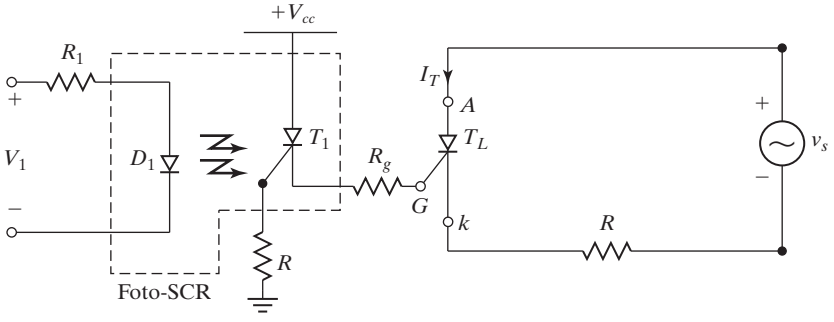


FIGURA 9.44

Aislador acoplado a un foto-SCR.

tipo de aislamiento requiere una fuente de potencia aparte V_{cc} e incrementa el costo y peso del circuito de disparo.

En la figura 9.45a se muestra un arreglo de aislamiento simple [1] con transformadores de pulsos. Cuando se aplica un pulso de voltaje adecuado a la base del transistor de conmutación Q_1, el transistor se satura y el voltaje V_{cc} de cd aparece a través del primario del transformador, e induce un voltaje pulsante en el secundario del transformador, el cual se aplica entre la compuerta del tiristor y las terminales del cátodo. Cuando se retira el pulso de la base del transistor Q_1, el transistor se apaga y se induce un voltaje de polaridad opuesta a través del primario y el diodo de conducción libre D_m conduce. La corriente causada por la energía magnética del transformador decae a través de D_m a cero. Durante este decaimiento transitorio, en el secundario se induce un voltaje inverso correspondiente. El ancho del pulso se puede incrementar conectando un capacitor C en paralelo con el resistor R, como se muestra en la figura 9.45b. El transformador conduce corriente unidireccional el núcleo magnético se puede saturar, con lo que el el ancho del pulso se limita. Este tipo de aislamiento de pulsos es adecuado para pulsos de 50 a 100 μs.

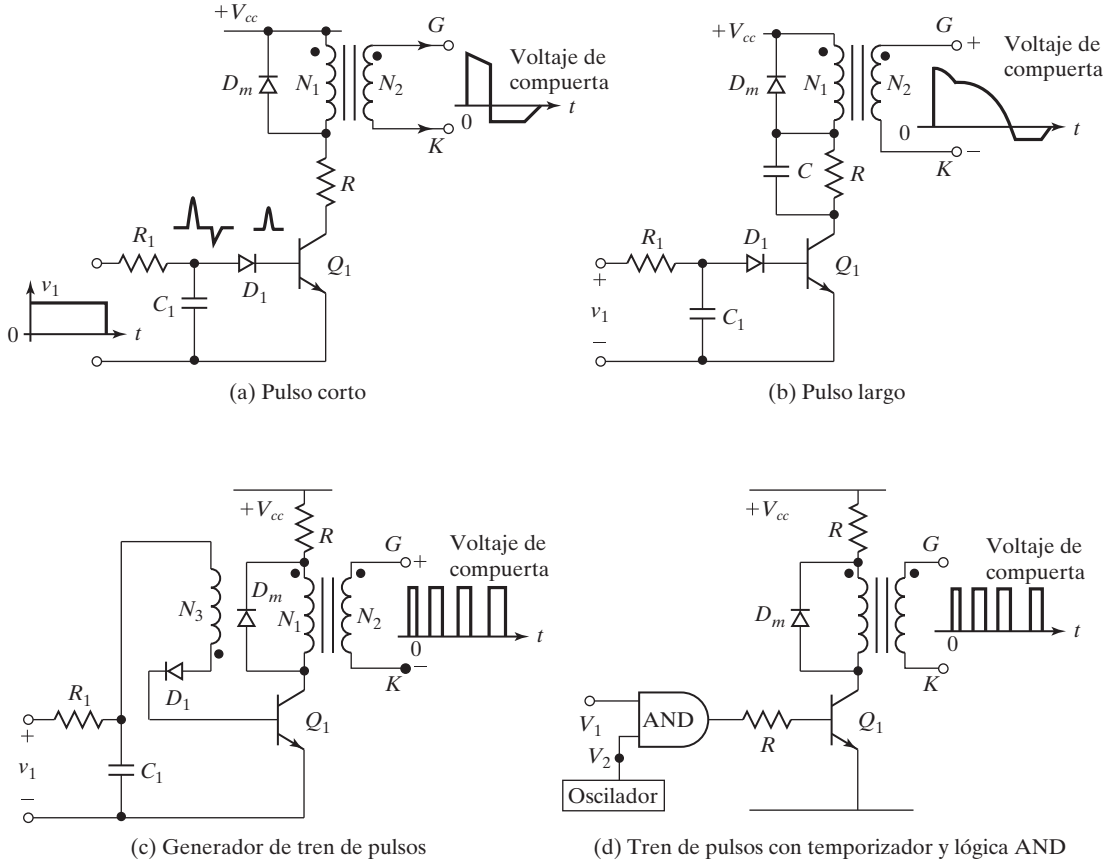


FIGURA 9.45

Aislamiento con transformador de pulsos.

En muchos convertidores de potencia con cargas inductivas, el periodo de conducción de un tiristor depende del factor de potencia de carga (PF), por lo que el comienzo del periodo de conducción del tiristor no está bien definido. En esta situación, a veces es necesario disparar continuamente los tiristores, lo que hace que aumenten las pérdidas del tiristor. Es preferible un tren de pulsos que se puede obtener con un devanado auxiliar como se muestra en la figura 9.45c. Cuando el transistor Q_1 se enciende también se induce un voltaje en el devanado auxiliar N_3 en la base del transistor Q_1 de modo que el diodo D_1 se polariza a la inversa y el Q_1 se apaga. Entretanto, el capacitor C_1 se carga por conducto de R_1 y Q_1 se enciende de nuevo. Este proceso de encendido y apagado continúa mientras haya una señal de entrada v_1 al aislador. En vez de utilizar el devanado auxiliar como oscilador de bloqueo, una compuerta lógica AND con un oscilador (o un temporizador) podría generar un tren de pulsos como se muestra en la figura 9.45d. En la práctica, la compuerta AND no puede excitar al transistor Q_1 directa, y por lo común se conecta una etapa intermedia antes del transistor.

La salida de los circuitos de compuerta de la figura 9.44 o figura 9.45 normalmente se conecta entre la compuerta y el cátodo junto con otros componentes de protección de la compuerta, como se muestra en la figura 9.46. El resistor R_g de la figura 9.46a incrementa la capacidad de dv/dt del tiristor, reduce el tiempo de apagado e incrementa las corrientes de retención y de cerrojo. El capacitor C_g de la figura 9.46b elimina los componentes de ruido de alta frecuencia e incrementa la capacidad de dv/dt y el tiempo de retardo de la compuerta. El diodo D_g de la figura 9.46c protege la compuerta contra voltaje negativo. Sin embargo, para los rectificadores asimétricos controlados de silicio es deseable tener alguna cantidad de voltaje de compuerta negativo para mejorar la capacidad de dv/dt e incluso para reducir el tiempo de apagado. Todas estas características se pueden combinar como se muestra en la figura 9.46d, donde el diodo D_1 sólo permite los pulsos positivos y R_1 amortigua cualquier oscilación transitoria a la vez que limita la corriente de compuerta.

Puntos clave de la sección 9.13

- Al aplicar una señal pulsante se enciende un tiristor.
- El circuito de compuerta de bajo nivel de potencia debe estar aislado del circuito de alto nivel de potencia mediante técnicas de aislamiento.
- La compuerta debe estar protegida contra disparo por una alta frecuencia o una señal de interferencia.

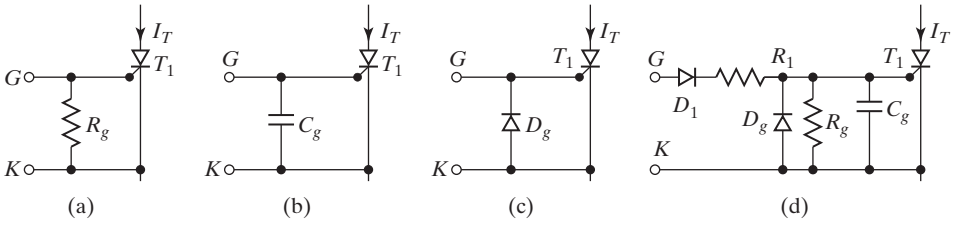


FIGURA 9.46

Circuitos de protección de compuerta.

9.14 TRANSISTOR DE UNA UNIÓN

El transistor de una unión (UJT) se utiliza por lo común para generar señales de disparo para SCRs [52]. En la figura 9.47a se muestra un circuito de disparo UJT básico. Un UJT tiene tres terminales llamadas emisor E, base uno B_1 y base dos B_2. Entre B_1 y B_2 la unión única tiene las características de una resistencia normal. Esta resistencia es la resistencia entre bases R_{BB} y sus valores van de 4.7 a 9.1 kΩ. Las características estáticas de un UJT se muestran en la figura 9.47b.

Cuando se aplica el voltaje V_s de suministro de cd, el capacitor C se carga por conducto del resistor R porque el circuito del emisor del UJT se encuentra en el estado abierto. La constante de tiempo del circuito de carga es $\tau_1 = RC$. Cuando el voltaje del emisor V_E, el cual es igual al voltaje del capacitor v_C, alcanza el *voltaje pico* V_p, el UJT se enciende y el capacitor C se descarga a través de R_{B1} a una velocidad determinada por la constante de tiempo $\tau_1 = R_{B1}C$. τ_2 es mucho menor que τ_1. Cuando el voltaje del emisor V_E decae al punto del valle V_v, el emisor deja de conducir, el UJT se apaga, y el ciclo de carga se repite. La figura 8.47c muestra las formas de onda del emisor y de los voltajes de disparo.

La forma de onda del voltaje de disparo V_{B1} es idéntica a la de la corriente de descarga del capacitor C. El voltaje de disparo V_{B1} se debe diseñar para que sea lo bastante grande para encender el SCR. El periodo de oscilación, T, es bastante independiente del voltaje de suministro de cd V_s y está dado por

$$T = \frac{1}{f} \approx RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \tag{9.23}$$

donde al parámetro η se le denomina *relación intrínseca de cresta*. El valor de η queda entre 0.51 y 0.82.

El resistor R se limita a un valor entre 3 kΩ y 3 MΩ. El límite superior de R se establece por el requerimiento de que la línea de carga formada por R y V_s interseque las características del dispositivo a la derecha del punto pico pero a la izquierda del punto de valle. Si la línea de la carga pasa a la derecha del punto de cresta, el UJT no puede encenderse. Esta condición se satisface si $V_s - I_p R > V_p$. Es decir,

$$R < \frac{V_s - V_p}{I_p} \tag{9.24}$$

En el punto de valle $I_E = I_v$ y $V_E = V_v$ de modo que la condición para que el límite inferior en R garantice el apagado es que $V_s - I_v R < V_s$. Es decir,

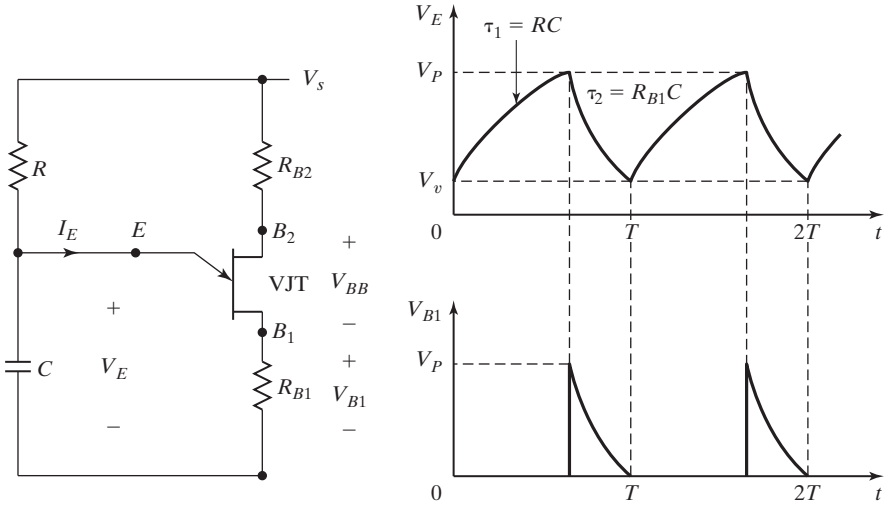
$$R > \frac{V_s - V_v}{I_v} \tag{9.25}$$

El rango recomendado de voltaje de suministro V_s es de 10 a 35 V. Para valores fijos de η, el voltaje pico V_p varía con el voltaje entre las dos bases, V_{BB}. V_p está dado por

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D (= 0.5 \text{ V}) \approx \eta V_s + V_D (= 0.5 \text{ V}) \tag{9.26}$$

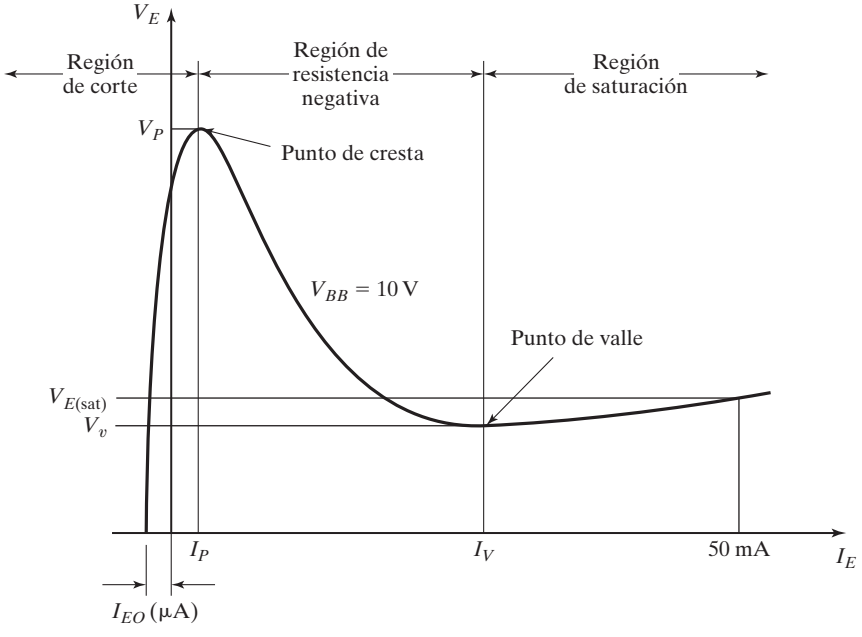
donde V_D es la caída de voltaje en sentido directo del diodo uno. El ancho t_g del pulso de disparo es

$$t_g = R_{B1} C \tag{9.27}$$



(a) Circuito

(c) Formas de onda



(b) Características estáticas

FIGURA 9.47
Circuito de disparo de UJT.

Por lo general, R_{B1} se limita a un valor por debajo de 100 Ω, aunque son posibles valores hasta de 2 o 3 kΩ en algunas aplicaciones. Se suele conectar un resistor R_{B2} en serie con la base dos para compensar la reducción de V_p por la elevación de la temperatura y para proteger

el UJT de posibles avalanchas térmicas. El resistor R_{B2} tiene un valor de 100 Ω o mayor y se puede determinar de forma aproximada según

$$R_{B2} = \frac{10^4}{\eta V_s} \tag{9.28}$$

Ejemplo 9.5 Cómo determinar los valores de circuito de un circuito de disparo de UJT

Diseñe el circuito de disparo de la figura 9.47a. Los parámetros del UJT son $V_s = 30$ V, $\eta = 0.51$, $I_p = 10$ μA, $V_v = 3.5$ V, e $I_v = 10$ mA. La frecuencia de oscilación es $f = 60$ Hz, y el ancho del pulso de disparo es $t_g = 50$ μs. Suponga $V_D = 0.5$.

Solución

$T = 1/f = 1/60$ Hz $= 16.67$ ms. Según la ecuación (9.26), $V_p = 0.51 \times 30 + 0.5 = 15.8$ V. Sea $C = 0.5$ μF. Según las ecuaciones (9.24) y (9.25), los valores limitantes de R son

$$R < \frac{30 - 15.8}{10\ \mu\text{A}} = 1.42\ \text{M}\Omega$$

$$R > \frac{30 - 3.5}{10\ \text{mA}} = 2.65\ \text{k}\Omega$$

De acuerdo con la ecuación (9.23), $16.67\ \text{ms} = R \times 0.5\ \mu\text{F} \times \ln[1/(1 - 0.51)]$, que da $R = 46.7$ kΩ, lo cual cae dentro de los valores límite. El voltaje pico de compuerta $V_{B1} = V_p = 15.8$ V. De la ecuación (9.27),

$$R_{B1} = \frac{t_g}{C} = \frac{50\ \mu\text{s}}{0.5\ \mu\text{F}} = 100\ \Omega$$

Según la ecuación (9.28),

$$R_{B2} = \frac{10^4}{0.51 \times 30} = 654\ \Omega$$

Puntos clave de la sección 9.14

- El UJT puede generar una señal de disparo para tiristores.
- Cuando el voltaje del emisor alcanza el voltaje de punto pico, el UJT se enciende; cuando el voltaje del emisor cae al punto de decaimiento se apaga.

9.15 TRANSISTOR DE UNA UNIÓN PROGRAMABLE

El transistor de una unión programable (PUT) es un pequeño tiristor el cual se muestra en la figura 9.48a. Un PUT se puede usar como oscilador de relajación (figura 9.48b). El voltaje de compuerta V_G se mantiene con la fuente gracias a los resistores divisores R_1 y R_2, y determina el voltaje de punto pico V_p. En el caso del UJT, el voltaje de suministro de cd fija el voltaje V_p para un dispositivo. Sin embargo, se puede hacer variar el V_p de un PUT si se modifican los resistores divisores R_1 y R_2. Si el voltaje del ánodo V_A es menor que el voltaje de compuerta V_G, el dispositivo puede permanecer en su estado de apagado. Si V_A es mayor que el voltaje de

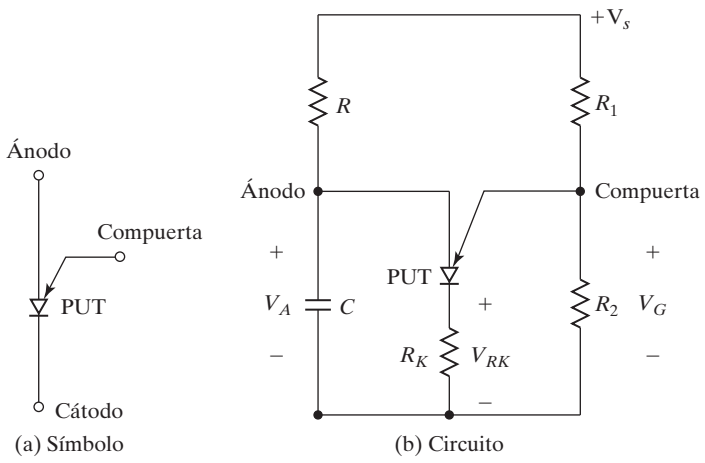


FIGURA 9.48
Circuito de disparo de un PUT.

compuerta por el voltaje en sentido directo del diodo uno V_D, el punto pico se alcanza y el dispositivo se enciende. La corriente pico I_p y la corriente de punto de valle I_v dependen de la impedancia equivalente en la compuerta $R_G = R_1R_2/(R_1 + R_2)$, y del voltaje de suministro de cd V_s. Por lo general R_k se limita a un valor por debajo de 100 Ω.

V_p está dado por

$$V_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \tag{9.29}$$

lo que da la relación intrínseca como

$$\eta = \frac{V_p}{V_s} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{9.30}$$

R y C controlan la frecuencia junto con R_1 y R_2. El periodo de oscilación T esta dado aproximadamente por

$$T = \frac{1}{f} \approx RC \ln \frac{V_s}{V_s - V_p} = RC \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{9.31}$$

La corriente de compuerta I_G en el punto de valle es

$$I_G = (1 - \eta)\frac{V_s}{R_G} \tag{9.32}$$

donde $R_G = R_1R_2/(R_1 + R_2)$. R_1 y R_2 se calculan según

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} \tag{9.33}$$

$$R_2 = \frac{R_G}{1 - \eta} \tag{9.34}$$

EJEMPLO 9.6 Cómo determinar los valores de circuito de un circuito de disparo de UJT programable

Diseñe el circuito de disparo de la figura 9.48b. Los parámetros del PUT son $V_s = 30$ V e $I_G = 1$ mA. La frecuencia de oscilación es $f = 60$ Hz. El ancho del pulso es $t_g = 50$ μs, y el voltaje pico de disparo es $V_{Rk} = 10$ V.

Solución

$T = 1/f = 1/60$ Hz $= 16.67$ ms. El voltaje pico de disparo $V_{Br} = V_p = 10$ V. Sea $C = 0.5$ μF. Según la ecuación (9.27), $R_k = t_g/C = 50$ μs/0.8 μF $= 100\ \Omega$. De la ecuación (9.30), $\eta = V_p/V_s = 10/30 = 1/3$. De la ecuación (9.31), 16.67 ms $= R \times 0.5$ μF $\times \ln[30/(30 - 10)]$, que da $R = 82.2$ kΩ. Para $I_G = 1$ mA, la ecuación (9.32) da $R_G = (1 - \frac{1}{3}) \times 30/1$ mA $= 20$ kΩ. Según la ecuación (9.33),

$$R_1 = \frac{R_G}{\eta} = 20\ \text{k}\Omega \times \frac{3}{1} = 60\ \text{k}\Omega$$

De la ecuación (9.34),

$$R_2 = \frac{R_G}{1 - \eta} = 20\ \text{k}\Omega \times \frac{3}{2} = 30\ \text{k}\Omega$$

Puntos clave de la sección 9.15

- El PUT puede generar una señal de disparo para tiristores.
- El voltaje de punto pico se puede ajustar mediante un circuito externo usualmente por dos transistores que forman un divisor de potencial. Por consiguiente, la frecuencia de los pulsos de disparo se puede variar.

RESUMEN

Hay 13 tipos de tiristores. Solamente los GTO, SITH, MTO, ETO, IGCT y MCT son dispositivos apagados por compuerta. Cada tipo tiene sus ventajas y sus desventajas. Las características de los tiristores prácticos difieren significativamente de las de los dispositivos ideales. Aunque hay varias formas de encender tiristores, el control de compuerta es el más práctico. Debido a las capacitancias de unión y el límite de encendido, los tiristores deben estar protegidos contra fallas por *di*/*dt* y *dv*/*dt* altas. Por lo común se utiliza una red amortiguadora como protección contra *dv*/*dt* alta. Debido a la carga recuperada, parte de energía se almacena en la *di*/*dt* y en los inductores parásitos; los dispositivos deben estar protegidos contra esta energía almacenada. Las pérdidas por conmutación de los GTO son mucho más altas que las de los SCR normales. Los componentes amortiguadores de los GTO son críticos para su desempeño.

Debido a las diferencias en las características de tiristores del mismo tipo, el funcionamiento de tiristores en serie y en paralelo requiere redes que compartan el voltaje y la corriente para protegerlos en condiciones estables y transitorias. Se necesita una forma de aislamiento entre el circuito de potencia y los circuitos de compuerta. El aislamiento con un transformador de pulsos es sencillo pero efectivo. Para cargas inductivas, un tren de pulsos reduce la pérdida del tiristor y normalmente se utiliza para controlar tiristores en lugar de un pulso continuo. Los UJT y los PUT se utilizan para generar pulsos de disparo.

REFERENCIAS

[1] General Electric, D. R. Grafham y F. B. Golden. (1982). *SCR Manual*, 6a. ed. Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall.

[2] Giacoletto, L.I. (1989). "Simple SCR y TRIAC PSpice computer models". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. IE36, núm. 3. (451-455).

[3] Avant, R.W., y F. C. Lee. (1985). "The J3 SCR model applied to resonant converter simulation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. IE-32. Febrero. (1-12).

[4] Gracia, F.I., F. Arizti, y F. I. Aranceta. (1990). "A nonideal macro-model of thyristor for transient analysis in power electronic systems". *IEEE Transactions Industrial Electronics*. Vol. 37. Diciembre. (514-520).

[5] *Bi-directional control thyristor.* (1990). ABB Semiconductors, Lenzburg, Suiza. Febrero. www.abbsemi.com.

[6] Rashid, M.H. (1995). *SPICE for Power Electronics.* Upper Saddle River, NJ. Prentice-Hall.

[7] Rashid, M.H. (2001). *Power Electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. San Diego, CA. Academic Press. Capítulo 4, Gate Turn-Off Thyristors (GTOs).

[8] Westcode Semiconductor: Data GTO data-sheets. www.westcode.com/ws-gto.html

[9] Grant, D., y A. Honda. *Applying International Rectifier's Gate Turn-Off Thyristors.* El Segundo, CA. International Rectifier. Application Note AN-315A.

[10] Hashimoto, O., H. Kirihata, M. Watanabe, A. Nishiura, y S. Tagami. (1986). "Turn-on y turn-off characteristics of a 4.5-kV 3000-A gate turn-off thyristor". *IEEE Transactions on Industrial Applications*. Vol. IA22, núm. 3. (478-482).

[11] Ho, E.Y., y P. C. Sen. (1986). "Effect of gate drive on GTO thyristor characteristics". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. IE33, núm. 3. (325-331).

[12] El-Amin, M.A.I. (1995). "GTO PSpice model and its applicatiions". *The Fourth Saudi Engineering Conference.* Vol. III. Noviembre. (271-277).

[13] Busatto, G., F. Iannuzzo, y L. Fratelli. (1998). "PSpice model for GTOs". *Proceedings of Symposium on Power Electronics Electrical Drives*, *Advanced Machine Power Quality*. SPEEDAM Conference, 3 a 5 de junio. Sorrento, Italia. Col. 1. (P2/5-10).

[14] Chamund, D.J. (2000). "Characterisation of 3.3 kV asymmetrical thyristor for pulsed power application". *IEE Symposium Pulsed Power 2000* (Digest No. 00/053). 3 a 4 de mayo. Londres. (35/1-4).

[15] Fukui, H., H. Amano, y H. Miya. (1982). "Paralleling of gate turn-off thyristors". *IEEE Industrial Applications Society Conference Record*. (741-746).

[16] Piccone, D.E., R. W. DeDoncker, J. A. Barrow, y W. H. Tobin. (1966). "The MTO thyristor-A new high power bipolar MOS thyristor". *IEEE Industrial Applications Society Conference Record*. Octubre. (1472-1473).

[17] "MTOdata-sheets". Silicon Power Corporation (SPCO). Exton, PA. www.siliconopower.com

[18] Rodrigues, R., D. Piccone, A. Huanga, y R. De Donckerb . (1997). "MTO™ thyristor power switches". *Power Systems World '97,* Baltimore, MD. 6 a 12 de septiembre. (3-53-64).

[19] Piccone, D., J. Barrow, W. Tobin, y R. De Doncker. (1996). "MTO-A MOS turn-off disc-type thyristor for high voltage power conversion". *IEEE Industrial Applications Society Conference Record*. (1472-1473).

[20] Cardoso, B.J., y T. A. Lipo. (2000). "Application of MTO thyristors in current stiff converters with resonant snubbers". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 37, núm. 2. Marzo/abril. (566-573).

[21] Li, Y., A. Q. Huang, y F. C. Lee (1998). "Introducing the emitter turn-off thyristor". *IEEE Industrial Applications Society Conference Record*. (860-864).

[22] Li, Y., y A. Q. Huang. (1997). "The emitter turn-off thyristor-A new MOS-bipolar high power device". *Proc. 1997 Virginia Polytechnic Power Electronics Center Seminar.* 28 a 30 de septiembre. (179-183).

[23] Yuxin, L., A. Q. Huang, y K. Motto. (2000). "Experimental and numerical study of the emitter turn-off thyristor (ETO)". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 15, núm. 3. Mayo. (561-574).

[24] Steimer, P.K., H. E. Gruning, J. Werninger, E. Carrol, S. Klaka, y S. Linder. (1997). "IGCT-A new emerging technology for high power, low cost inverters". *IEEE Industty Applications Society Conference Record.* Nueva Orleans, LA. 5 a 9 de octubre. (1592-1599).

[25] Gruning, H.E., y B. Odegard. (1997). "High performance low cost MVA inverters realized with integrated gate commutated thyristors (IGCT)". *European Power Electronics Conference*. (2060-2065).

[26] Lindner, S., S. Klaka, M. Frecker, E. Caroll y H. Zeller. (1997). "A new range of reverse conducting gate commutated thyristors for high voltage, medium power application". *European Power Electronics Conference*. (1117-1124).

[27] "Data Sheet-Reverse conducting IGCTs" (1999). ABB Semiconductors, Lenzburg, Suiza.

[28] Gruening. H.E., y A. Zuckerberger. (1996). "Hard drive of high power GTO's: Better switching capability obtained through improved gate-units". *IEEE Industry Applications Society Conference Record.* 6-10 de octubre. (1474-1480).

[29] Baliga, B.J., M. S. Adler, R. P. Love, P. V. Gray, y N. D. Zommer. (1984). "The insulated gate transistor: A new three-terminal MOS-controlled bipolar power device". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. ED-31, núm. 6. Junio. (821-828).

[30] Temple, V.A.K., (1986)."MOS controlled thyristors: A class of power devices". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. ED33, núm. 10. (1609-1618).

[31] Iahns, T.M., R. W. De Donker, I. W. A. Wilson, V. A. K. Temple, y S. L. Watrous. (1991). "Circuit utilization characteristics of MOS-controlled thyristors". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 27, núm. 3. Mayo/junio. (589-597).

[32] "MCT User's Guide". (1995). Harris Semiconductor Corp., Melbourne, FL.

[33] Yuvarajan, S. (2001). *Power Electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. San Diego, CA. Academic Press. Capítulo 8, MOS-Controlled Thyristors (MCTs).

[34] Venkataraghavan P., y B. J. Baliga. (1998). "The dv/dt capability of MOS-gated thyristors". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 13, núm. 4. Julio. (660-666).

[35] Bayne, S.B., W. M. Portnoy, y A. R. Hefner. Jr. (2001). "MOS-gated thyristors (MCTs) for repetitive high power switching". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 6, núm. 1. Enero. (125-131).

[36] Cardoso, B.J., y T. A. Lipo. (2001). "Application of MTO thyristors in current stiff converters with resonant snubbers". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 37, núm. 2. Marzo/abril. (566-573).

[37] Yuvarajan.S., y D. Quek. (1995). "A PSpice model for the MOS controlled thyristor". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 42. Octubre. (554-558).

[38] Arsov, G. L., y L. P. Panovski. (1999). "An improved PSpice model for the MOS-controlled thyristor". *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* Vol. 46, núm. 2. Abril. (473-477).

[39] Hossain, Z., K. J. Olejniczak, H. A. Mantooth. E. X. Yang y C. L. Ma. (2001). "Physics-based MCT circuit model using the lumped-charge modeling approach". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 16, núm. 2. Marzo. (264-272).

[40] Teszner S., y R. Gicquel. (1964). "Gridistor-A new field effect device". *Proc. IEEE*. Vol. 52. (1502-1513).

[41] Nishizawa, J., K. Muraoka, T. Tamamushi, y Y. Kawamura. (1985). "Low-loss high-speed switching devices, 2300-V 150-A static induction thyristor". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. ED-32, núm. 4. (822-830).

[42] Nakamura, Y., H. Tadano, M. Takigawa, I. Igarashi, y J. Nishizawa. (1986). "Very high speed static induction thyristor". *IEEE Transactions on Industry Applications.* Vol. IA22, núm. 6. (1000-1006).

[43] Nishizawa, J., K. Muraoka, Y. Kawamura, y T. Tamamushi. (1986). "A low-loss high-speed switching device; Rhe 2500-V 300-A static induction thyristor". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. ED-33, núm. 4. (507-515).

[44] Terasawa, Y., A. Mimura, y K. Miyata. (1986). "A 2.5 kV static induction thyristor having new gate y shorted *p*-emitter structures". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. ED-33, núm. 1. (91-97).

[45] Maeda, M., T. Keno, Y. Suzuki, y T. Abe. (1996). "Fast-switching-speed, low-voltage-drop static induction thyristor". *Electrical Engineering in Japan.* Vol. 116, núm. 3. (107-115).

[46] Singh, R., K. Irvine, y J. Palmour. (1997). "4H-SiC buried gate field controlled thyristor". *Annual Device Research Conference Digest*. (34-35).

[47] Metzner, D., y D. Schroder. (1990). "A SITH-model for CAE in power- electronics". *International Symposium on Semiconductor Devices ICs.* Tokio, Japón. (204-210).

[48] Fukase, M.A., T. Nakamura, y J. I. Nishizawa. (1992). "A circuit simulator of the SITh". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 7, núm. 3. Julio. (581-591).

[49] Wang, J., y B. W. Williams. (1999). "A new static induction thyristor (SITh) analytical model". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 14, núm. 5. Septiembre. (866-876).

[50] Yamada, S., Y. Morikawa, M. Kekura, T. Kawamura, S. Miyazaki, F. Ichikawa, y H. Kishibe. (1998). "A consideration on electrical characteristics of high power SIThs". *International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs.* ISPSD'98. Kioto, Japón. 3 a 6 de junio. (241-244).

[51] Bernet, S. (2000). "Recent developments in high power converters for industry and traction applications". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 15, núm. 6. Noviembre. (1102-1117).

[52] Transistor Manual. (1964). *Unijunction Transistor Circuits,* 7a. ed. Syracuse, NY. General Electric Company, Publication 450.37.

[53] Irshad Khan, *Power Electronics Handbook,* editado por M. H. Rashid. Burlington, MA. Elsevier Publishing, 201. Capítulo 20, Gate Drive Circuits for Power Converters.

[54] Palmour, J.W., R. Singh, L. A. Lipkin, y D. G. Waltz. (1996). "4H-SiC high temperature power devices". *Proceedings of the Third International Conference on High-Temperature Electron* (HiTEC). Vol. 2, Albuquerque, NM. 9 a 14 de junio. (XVI-9-XVI-14).

[55] Li, B., L. Cao, y J. H. Zhao. (1999). "High current density 800-V 4H-SiC gate turn-off thyristors". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 20. Mayo. (219-222).

[56] Casady, J.B. y colaboradores. (1998). "4H-SiC gate turn-off (GTO) thyristor development". *Materials Science Forum.* Vol. 264-268. (1069-1072).

[57] Seshadri, S. y colaboradores. (1999). "Current status of SiC power switching devices: Diodes & GTOs". *Proceedings of the Materials Research Society of Spring Managements.* San Francisco, CA. Abril.

[58] Fedison, J.B. y colaboradores. (1999). "Factors influencing the design and performance of 4H-SiC GTO thyristors". *Proceedings of the International Conference on Silicon Carbide and Related Materials.* Research Triangle Park, NC. Octubre.

[59] Sei-Hyung Ryu, Anant K. Agarwal, Ranbir Singh, y John W. Palmour. (2001). "3100 V, Asymmetrical, Gate Turn-Off (GTO) Thyristors in 4H-SiC". *IEEE Electron Device Letters.* Vol. 22, núm. 3. Marzo. (127-129).

[60] Gontran Pâques, Sigo Scharnholz, Nicolas Dheilly, Dominique Planson, y Rik W. De Doncker. (2011). "High-Voltage 4H-SiC Thyristors with a Graded Etched Junction Termination Extension". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 32, núm. 10. Octubre. (1421-1423).

[61] Camper, S.V., A. Ezis, J. Zingaro, G. Storaska, R. C. Clarke, V. Temple, M. Thompson, y T. Hansen. (2003). "7 kV 4H-SiC GTO thyristor". Presentado en *Materials Research Society Symposium.* San Francisco, CA. Vol. 742. Documento K7.7.1.

[62] Jun Wang, Gangyao Wang, Jun Li, y Alex Q. Huang. "Silicon Carbide Emitter Turn-off Thyristor, A Promising Technology For High Voltage and High Frequency Applications". 978-1-422-2812-0/09$25.00 ©2009 IEEE.

PREGUNTAS DE REPASO

9.1 ¿Qué es la característica *v-i* de tiristores?
9.2 ¿Qué es una condición de estado de apagado de tiristores?
9.3 ¿Qué es una condición de estado de encendido de tiristores?
9.4 ¿Qué es una corriente de cerrojo de tiristores?
9.5 ¿Qué es una corriente de retención de tiristores?
9.6 ¿Qué es el modelo de dos transistores de tiristores?
9.7 ¿Cuáles son los métodos de encendido de tiristores?
9.8 ¿Qué es el tiempo de encendido de tiristores?
9.9 ¿Cuál es el propósito de la protección contra *di/dt*?
9.10 ¿Cuál es el método común de protección contra *di*/*dt*?
9.11 ¿Cuál es el propósito de la protección contra *dv*/*dt*?
9.12 ¿Cuál es método común de protección contra *dv*/*dt*?
9.13 ¿Qué es el tiempo de apagado de tiristores?
9.14 ¿Cuáles son los tipos de tiristores?
9.15 ¿Qué es un SCR?
9.16 ¿Cuál es la diferencia entre un SCR y un TRIAC?
9.17 ¿Qué es la característica de apagado de tiristores?
9.18 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los GTO?
9.19 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los SITH?
9.20 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los RCT?
9.21 Cuáles son las ventajas y las desventajas de los LASCR?
9.22 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los tiristores bidireccionales?
9.23 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los MTO?
9.24 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los ETO?
9.25 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los CGCT?
9.26 ¿Qué es una red amortiguadora?
9.27 ¿Cuáles son las consideraciones de diseño de redes amortiguadoras?
9.28 ¿Cuál es la técnica común para compartir voltaje de tiristores conectados en serie?
9.29 ¿Cuáles son las técnicas comunes para compartir corriente de tiristores conectados en paralelo?
9.30 ¿Cuál es el efecto del tiempo de recuperación inversa en el voltaje transitorio compartido de tiristores conectados en paralelo?
9.31 ¿Qué es un factor de reducción de capacidad de tiristores conectados en serie?
9.32 ¿Qué es un UJT?

9.33 ¿Qué es el voltaje pico de un UJT?
9.34 ¿Qué es el voltaje de punto de valle de un UJT?
9.35 ¿Qué es la relación intrínseca de cresta de un UJT?
9.36 ¿Qué es un PUT?
9.37 ¿Cuáles son las ventajas de un PUT sobre un UJT?

PROBLEMAS

9.1 Se supone que la capacitancia de un tiristor es independiente del voltaje en estado de apagado. El valor límite de la corriente de carga para encender el tiristor es 10 mA. Si el valor crítico de dv/dt es 800 V/μs, determine la capacitancia de la unión.

9.2 La capacitancia de la unión de un tiristor es $C_{j2} = 25$ pF y se supone que es independiente del voltaje en estado apagado. El valor límite de la corriente de carga para encender el tiristor es 15 mA. Si se conecta un capacitor de 0.01 μF a través del tiristor, determine el valor crítico de dv/dt.

9.3. En la figura P9.3 se muestra un circuito de tiristor. La capacitancia de la unión del tiristor es $C_{j2} = 20$ pF y se supone que es independiente del voltaje en estado de apagado. El valor límite

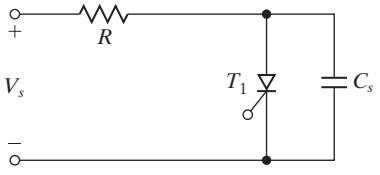


FIGURA P9.3

de la corriente de carga para encender el tiristor es 5 mA y el valor crítico de dv/dt es 200 V/μs. Determine el valor de la capacitancia C_S de modo que el tiristor se pueda encender debido a dv/dt.

9.4 En la figura 9.35e, el voltaje de entrada es $V_s = 200$ V con una resistencia de carga $R = 10\ \Omega$ y una inductancia de carga de $L = 50$ μH. Si la relación de amortiguamiento es 0.7 y la corriente de descarga del capacitor es 5 A, determine (a) los valores de R_s y C_s, y (b) la dv/dt máxima.

9.5 Repita el problema 9.4 si el voltaje de entrada es de ca, $v_S = 179$ sen $377t$.

9.6 Un tiristor conduce una corriente como se muestra en la figura P9.6. La frecuencia de conmutación es $f_s = 60$ Hz. Determine la corriente promedio en estado de encendido I_T.

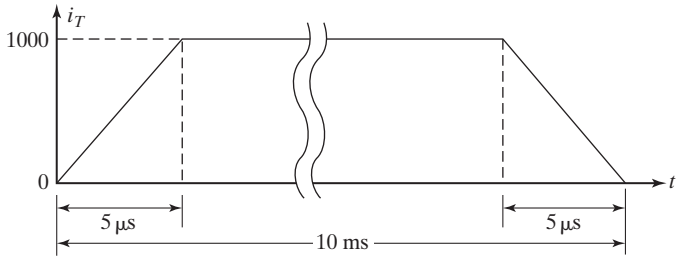


FIGURA P9.6

9.7 Una cadena de tiristores se conecta en serie para soportar un voltaje de cd de $V_s = 15$ kV. Las diferencias máximas en la corriente de fuga máxima y la carga de recuperación de los tiristores son 10 mA y 150 μC, respectivamente. Se aplica un factor de reducción de capacidad de 15% para los repartos de voltaje en estado estable y voltaje transitorio de los tiristores. Si el voltaje máximo compartido en estado permanente es 1000 V, determine **(a)** la resistencia R de voltaje compartido

en estado estable para cada tiristor, y **(b)** la capacitancia C_1 del voltaje transitorio para cada transistor.

9.8 Dos tiristores se conectan en paralelo para compartir una corriente total de carga $I_L = 500$ A. La caída de voltaje en estado de encendido de un tiristor es $V_{T1} = 1.0$ a 300 A y la del otro tiristor es $V_{T2} = 1.5$ V a 300 A. Determine los valores de las resistencias en serie para obligar a compartir corriente con una diferencia de 10%. El voltaje total es $v = 2.5$ V.

9.9 Repita el ejemplo 9.1 para determinar el valor crítico de dv/dt para un tiristor si $C_{j2} = 40$ nF e $i_{j2} = 10$ mA.

9.10 Repita el ejemplo 9.2 para determinar la corriente promedio en estado permanente de un tiristor I_T si el pulso de corriente se repite a una frecuencia de $f_s = 1$ kHz.

9.11 Repita el ejemplo 9.3 para determinar el voltaje compartido de tiristores conectados en serie para $\eta_s = 20$, $V_s = 30$ kV, $\Delta I_D = 15$ mA, $\Delta Q = 200$ μC, $R = 47$ kΩ y $C_1 = 0.47$ μF.

9.12 Repita el ejemplo 9.4 para determinar los valores del circuito amortiguador para un circuito de tiristor si $dv/dt = 250$ V/μs, $I_{TD} = 200$ A, $R = 10$ Ω, $L_s = 0$, $V_s = 240$ V, y $f_S = 1$ kHz.

9.13 Diseñe el circuito de disparo de la figura 9.47a. Los parámetros del UJT son $V_s = 30$ V, $\eta = 0.66$, $I_p = 10$ μA, $V_v = 2.5$ V, e $I_v = 10$ mA. La frecuencia de oscilación es $f = 1$ kHz, y el ancho del pulso de compuerta es $t_g = 40$ μs.

9.14 Diseñe el circuito de disparo de la figura 9.48B. Los parámetros del PUT son $V_s = 30$ V e $I_G = 1.5$ mA. La frecuencia de oscilación es $f = 1$ kHz. El ancho del pulso es $t_g = 40$ μs, y el pulso pico de disparo es $V_{RR} = 8$ V.

9.15 Se conecta una fuente de 240 V, 50 Hz a u circuito RC de disparo en la figura P9.15. Si R varía de 1.5 a 24 kΩ, $V_{GT} = 2.5$ V, y $C = 0.47$ μF, determine los valores mínimo y máximo del ángulo de disparo α.

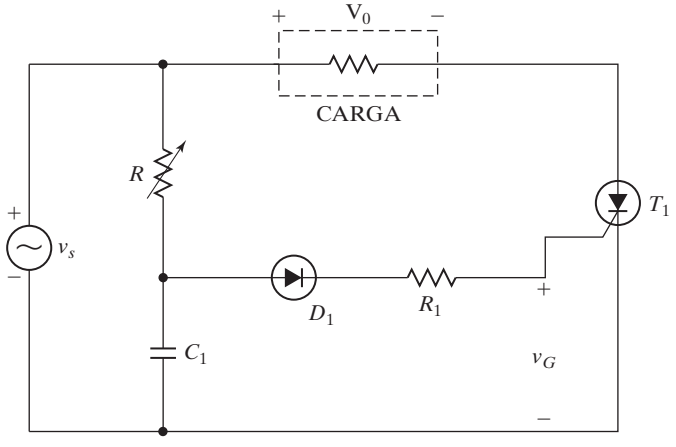


FIGURA P9.15

CAPÍTULO 10

Rectificadores controlados

Al concluir este capítulo los estudiantes deben ser capaces de hacer lo siguiente:

- Enumerar los tipos de rectificadores controlados.
- Explicar el funcionamiento de los rectificadores controlados.
- Explicar las características de los rectificadores controlados.
- Calcular los parámetros de desempeño de los rectificadores controlados.
- Analizar el diseño de circuitos de rectificador controlado.
- Evaluar el desempeño de rectificadores controlados con simulaciones de SPICE.
- Evaluar los efectos de la inductancia de carga en la corriente de carga.

Símbolos y sus significados

Símbolos	Significado
α	Ángulo de retardo de un convertidor
A_r; A_{cr}	Magnitudes pico de señales de referencia y portadoras, respectivamente
HF; FF; DF; PF; TUF	Factores armónico, de forma, de desplazamiento, de potencia y de uso de un transformador, respectivamente
i_s; i_o	Corrientes instantáneas de suministro de entrada y de carga de salida, respectivamente
I_R; I_A	Corrientes rms y promedio de tiristor, respectivamente
I_{rms}; V_{rms}	Voltaje rms de salida y corriente rms de salida, respectivamente
M	Índice de modulación
P_{ca}; P_{cd}	Potencias de salida de ca y cd, respectivamente
v_{an}; v_{bn}; v_{cn}	Voltajes instantáneos de las fases a, b y c, respectivamente
v_{ab}; v_{bc}; v_{ca}	Voltajes instantáneos de línea a línea de las líneas a, b y c, respectivamente
v_{g1}; v_{g2}	Voltajes instantáneos de señal de compuerta para conmutar los dispositivos S_1 y S_2, respectivamente
v_p; v_s	Voltajes instantáneos en el primario y secundario de un transformador, respectivamente
v_o; V_{cd}	Voltajes instantáneo y promedio de salida, respectivamente
V_m	Voltaje de suministro pico de entrada

10.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo 3 vimos que los diodos rectificadores proporcionan sólo un voltaje fijo. Para obtener voltajes de salida controlados se utilizan tiristores controlados por fase en vez de diodos. El voltaje de salida de los diodos rectificadores se hace variar controlando el ángulo de retardo o disparo de los tiristores. Un tiristor de control por fase se enciende al aplicar un pulso corto a su compuerta y se apaga por la *conmutación natural* o de *línea*; en el caso de una carga altamente inductiva se apaga disparando otro tiristor del rectificador durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada.

Estos rectificadores controlados por fase son sencillos y menos costosos y su eficiencia, por lo general, está sobre 95%. Como estos rectificadores convierten de ca a cd, también se conocen como *convertidores ca-cd* y se utilizan mucho en aplicaciones industriales, sobre todo en propulsores de velocidad variable, que van desde fracciones de caballos de fuerza hasta el nivel de megawatts de potencia.

Los convertidores controlados por fase se pueden clasificar en dos tipos, según el suministro de entrada: (1) convertidores monofásicos y (2) convertidores trifásicos. Cada tipo de puede subdividir en (a) semiconvertidor; (b) convertidor completo, y (c) convertidor dual. Un *semiconvertidor* es un convertidor de un cuadrante y tiene una polaridad de voltaje y corriente de salida. Un *convertidor completo* es un convertidor de dos cuadrantes y la polaridad de su voltaje de salida puede ser positiva o negativa. Sin embargo, la corriente de salida de un convertidor completo tiene sólo una polaridad. Un *convertidor dual* puede funcionar en cuatro cuadrantes, y tanto el voltaje como la corriente de salida pueden ser positivos o negativos. En algunas aplicaciones los convertidores se conectan en serie para funcionar a voltajes más altos y para mejorar el factor de potencia de entrada (PF). Los semiconvertidores tienen algunas ventajas, por ejemplo, un mejor factor de potencia de entrada y menos dispositivos de conmutación [27]. Los convertidores completos permiten funcionamiento en dos cuadrantes y tienen un rango más amplio de control de voltaje de salida. Los semiconvertidores no se estudiarán a fondo en este libro, solamente los siguientes tipos de convertidores:

Convertidores monofásicos completos y duales
Convertidores trifásicos completos y duales
Convertidores monofásicos completos en serie
Convertidores de doce pulsos
Convertidores de control modulados por ancho de pulso (PWM)

Al igual que los diodos rectificadores, el voltaje de suministro de entrada es una onda seno de 120 V, 60 Hz, o de 240 V, 50 Hz. El voltaje de salida de cd contiene rizos a diferentes frecuencias armónicas. Los parámetros de desempeño de los rectificadores controlados son parecidos a los de los diodos rectificadores que se estudiaron en el capítulo 3. Se puede aplicar el método de la serie de Fourier semejante al de los diodos rectificadores para analizar el desempeño de los convertidores controlados por fase con cargas RL. No obstante, para simplificar el análisis se puede suponer que la inductancia de carga es lo bastante alta de modo que la corriente de carga sea continua y tenga rizos insignificantes.

10.2 CONVERTIDORES MONOFÁSICOS COMPLETOS

En la figura 10.1a se muestra el circuito de un convertidor monofásico completo con una carga altamente inductiva de modo que la corriente de carga es continua y sin rizo [10]. Durante el medio ciclo positivo, los tiristores T_1 y T_2 se polarizan en sentido directo; cuando estos dos

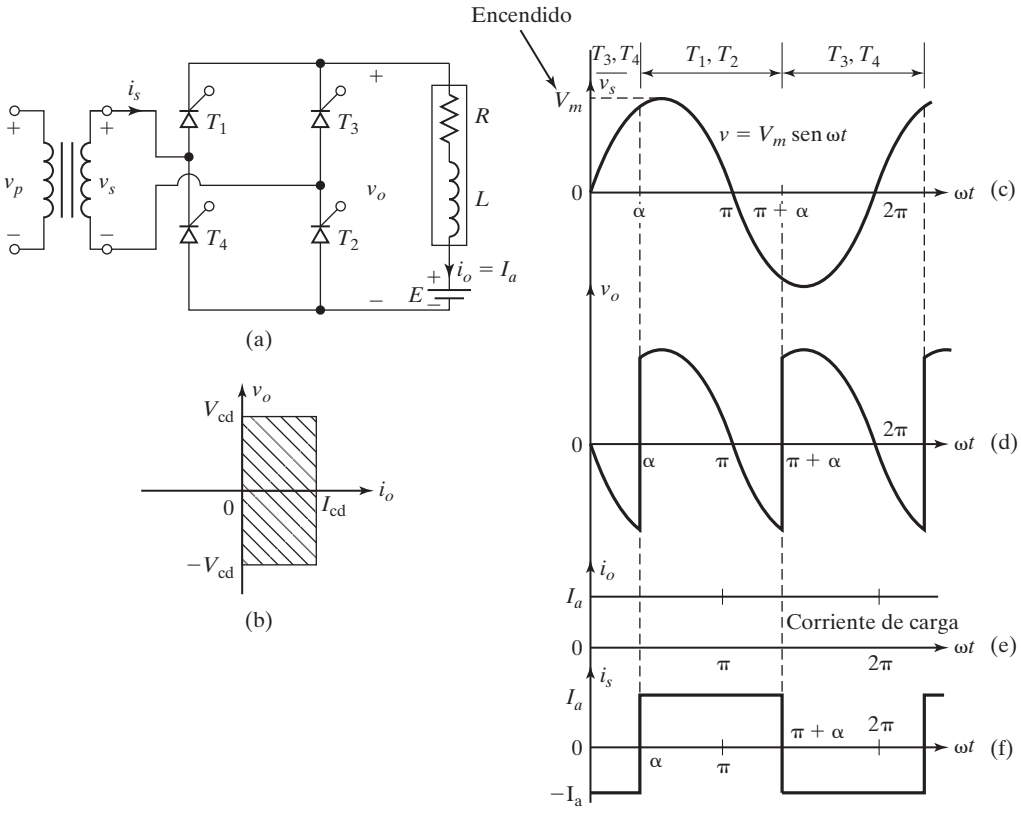


FIGURA 10.1

Convertidor monofásico completo. (a) Circuito; (b) Cuadrante; (c) Voltaje de suministro de entrada; (d) Voltaje de salida; (e) Corriente de carga constante, y (f) Corriente de suministro de entrada.

tiristores se encienden al mismo tiempo en $\omega t = \alpha$, la carga se conecta a la fuente de entrada por medio de T_1 y T_2. Por la carga inductiva, los tiristores T_1 y T_2 continúan conduciendo más allá de $\omega t = \pi$, aunque el voltaje de entrada ya es negativo. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, los tiristores T_3 y T_4 se polarizan en sentido directo; el encendido de los tiristores T_3 y T_4 aplica el voltaje de suministro a través de los tiristores T_1 y T_2 como voltaje de bloqueo inverso. T_1 y T_2 se apagan por *conmutación de línea* o *natural* y la corriente de la carga se transfiere de T_1 y T_2 a T_3 y T_4. La figura 10.1b muestra las regiones de funcionamiento del convertidor y las figuras 10.1c-f muestran las formas de onda del voltaje de entrada, del voltaje de salida y de las corrientes de entrada y salida.

Durante el periodo de α a π, el voltaje de entrada v_s y la corriente de entrada i_s son positivos, y la potencia fluye de la fuente a la carga. Se dice que el convertidor funciona en modo de *rectificación*. Durante el periodo de π a $\pi + \alpha$, el voltaje de entrada v_s es negativo y la corriente de entrada i_s es positiva, y fluye potencia inversa de la carga a la fuente. Se dice que el convertidor funciona en *modo de inversión*. Este convertidor se utiliza extensamente en aplicaciones industriales hasta de 15 kW [1]. Dependiendo del valor de α, el voltaje promedio de salida podría ser positivo o negativo y permite funcionamiento en dos cuadrantes.

El voltaje promedio de salida se puede calcular como sigue

$$V_{\text{cd}} = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi}[-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} \tag{10.1}$$
$$= \frac{2V_m}{\pi}\cos \alpha$$

y se puede hacer que V_{cd} varíe de $2V_m/\pi$ a $-2V_m/\pi$ al modificar α de 0 a π. El voltaje promedio máximo de salida es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{\text{cd}}}{V_{dm}} = \cos \alpha \tag{10.2}$$

El valor rms del voltaje de salida está dado por

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)\right]^{1/2} \tag{10.3}$$
$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s$$

Con una carga puramente resistiva, los tiristores T_1 y T_2 pueden conducir de α a π, y los tiristores T_3 y T_4 pueden hacerlo de $\alpha + \pi$ a 2π.

EJEMPLO 10.1 Cómo determinar el factor de potencia de entrada de un convertidor monofásico completo

El convertidor completo de la figura 10.1a está conectado a una fuente de 120 V, 60 Hz. La corriente de carga I_a es continua y su contenido de rizo es insignificante. La relación de vueltas del transformador es unitaria. (a) Exprese la corriente de entrada en una serie de Fourier; determine el HF de la corriente de entrada, el DF, y el PF de entrada. (b) Si el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$, calcule V_{cd}, V_n, V_{rms}, HF, DF y PF.

Solución

a. La forma de onda de la corriente de entrada se muestra en la figura 10.1c y la corriente instantánea de entrada se puede expresar en una serie de Fourier como

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$a_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \, d(\omega t)\right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) \cos n\omega t \, d(\omega t)$$
$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi}\operatorname{sen} n\alpha \text{ para } n = 1, 3, 5, \ldots$$
$$= 0 \text{ para } n = 2, 4, \ldots$$
$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i(t)\operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)$$
$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$
$$= \frac{4I_a}{n\pi}\cos n\alpha \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$
$$= 0 \quad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

Como $a_0 = 0$, la corriente de entrada se puede escribir como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \tag{10.4}$$

y ϕ_n es el ángulo de desplazamiento de la corriente del n-ésimo armónico. El valor rms de la corriente de entrada del n-ésimo armónico es

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}\, n\pi} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi} \tag{10.5}$$

y el valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi}$$

El valor rms de la corriente de entrada se puede calcular con la ecuación (10.5) como

$$I_s = \left(\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} I_{sn}^2\right)^{1/2}$$

I_s también se puede determinar directamente de

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = I_a$$

Según la ecuación (3.22) el HF se calcula como

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.483 \quad \text{o} \quad 48.3\%$$

De las ecuaciones (3.21) y (10.4), el DF es

$$\text{DF} = \cos\phi_1 = \cos(-\alpha) \tag{10.6}$$

Según la ecuación (3.23), el PF se calcula como

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(-\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\alpha \tag{10.7}$$

b. $\alpha = \pi/3$

$$V_{\text{cd}} = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha = 54.02\ \text{V} \qquad \text{y} \qquad V_n = 0.5\ \text{pu}$$

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s = 120\ \text{V}$$

$$I_{s1} = \left(2\sqrt{2}\,\frac{I_a}{\pi}\right) = 0.90032I_a \qquad \text{y} \qquad I_s = I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.4834 \quad \text{o} \quad 48.34\%$$

$$\phi_1 = -\alpha \qquad \text{y} \qquad \text{DF} = \cos(-\alpha) = \cos\frac{-\pi}{3} = 0.5$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(-\alpha) = 0.45\ (\text{retardo})$$

Nota: el componente fundamental de la corriente de entrada siempre es 90.03% de I_a y el HF permanece constante en 48.34%.

10.2.1 Convertidor monofásico completo con carga *RL*

El funcionamiento del convertidor de la figura 10.1a se puede dividir en dos modos idénticos: el modo 1 cuando T_1 y T_2 conducen, y el modo 2 cuando T_3 y T_4 conducen. Las corrientes de salida durante estos modos son parecidas y tenemos que considerar sólo un modo para determinar la corriente de salida i_L.

El modo 1 es válido para $\alpha \le \omega t \le (\alpha + \pi)$. Si $v_s = \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen}\omega t$ es el voltaje de entrada, la corriente de carga i_L durante el modo 1 se puede calcular a partir de

$$L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = |\sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen}\omega t| \quad \text{para} \quad i_L \ge 0$$

cuya solución es de la forma

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \quad \text{para} \quad i_L \le 0$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]$ y el ángulo de la carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

La constante A_1, que se puede determinar a partir de la condición inicial: con $\omega t = \alpha$, $i_L = I_{Lo}$, se calcula como

$$A_1 = \left[I_{Lo} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\alpha - \theta)\right] e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

La sustitución de A_1 da i_L como

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}\,(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{Lo} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\,\text{sen}\,(\alpha - \theta)\right] e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \quad \text{para } i_L \geq 0 \tag{10.8}$$

Al final del modo 1 en la condición de estado estable $i_L(\omega t = \pi + \alpha) = I_{L1} = I_{L0}$. Aplicando esta condición a la ecuación (10.8) y despejando I_{L0}, obtenemos

$$I_{Lo} = I_{L1} = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\left[\frac{-\text{sen}(\alpha - \theta) - \text{sen}(\alpha - \theta)\,e^{-(R/L)(\pi/\omega}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}}\right] - \frac{E}{R} \quad \text{para } I_{Lo} \geq 0 \tag{10.9}$$

El valor crítico de α al cual I_a se vuelve cero se puede despejar para valores conocidos de θ, R, L, E y V_s mediante un método iterativo. La corriente rms de un tiristor se calcula de la ecuación (10.8) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

La corriente rms de salida se puede determinar entonces desde

$$I_{\text{rms}} = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2}\,I_R$$

La corriente promedio de un tiristor también se puede calcular por la ecuación (10.8) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L\, d(\omega t)$$

La corriente promedio de salida se puede determinar desde

$$I_{\text{cd}} = I_A + I_A = 2I_A$$

Corriente discontinua de carga. Se puede despejar el valor crítico de α_c en el cual I_{L0} se vuelve cero. Dividiendo la ecuación (10.9) entre $\sqrt{2}V_s/Z$, y sustituyendo $R/Z = \cos\theta$ y $\omega L/R = \tan\theta$, obtenemos

$$0 = \frac{V_s\sqrt{2}}{Z}\,\text{sen}\,(\alpha - \theta)\left[\frac{1 + e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{\omega}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{\omega}\right)}}\right] + \frac{E}{R}$$

que se puede despejar para el valor crítico de α como

$$\alpha_c = \theta - \text{sen}^{-1}\left[\frac{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)}}{1 + e^{-\left(\frac{\pi}{\tan(\theta)}\right)}}\,\frac{x}{\cos(\theta)}\right] \tag{10.10}$$

donde $x = E/\sqrt{2}V_s$ es la relación de voltaje y θ es el ángulo de impedancia de la carga para $\alpha \geq \alpha_c$, $I_{L0} = 0$. La corriente de carga descrita por la ecuación (10.8) fluye sólo durante el periodo $\alpha \leq \omega t \leq \beta$. En $\omega t = \beta$, la corriente de carga cae a cero una vez más. Las ecuaciones derivadas para el caso discontinuo del diodo rectificador de la sección 3.4 se pueden aplicar al rectificador controlado.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Genere una señal pulsante en el cruce positivo por cero del voltaje de suministro v_s. Retarde el pulso por el ángulo α deseado y aplique el mismo pulso entre las terminales de compuerta y cátodo de T_1 y T_2 por medio de circuitos de aislamiento de compuerta.
2. Genere otro pulso de ángulo de retardo $\alpha + \pi$ y aplique el mismo pulso entre las terminales de compuerta y fuente de T_3 y T_4 por medio de circuitos aislantes de compuerta.

Ejemplo 10.2 Cómo determinar las capacidades de corriente de un convertidor monofásico completo con una carga *RL*

El convertidor monofásico completo de la figura 10.1a tiene una carga RL con $L = 6.5$ mH, $R = 0.5\ \Omega$, y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a (rms) 60 Hz. Determine (a) la corriente de carga I_{L0} en $\omega t = \alpha = 60°$; (b) la corriente promedio en el tiristor I_A; (c) la corriente rms en el tiristor I_R; (d) la corriente rms de salida I_{rms}; (e) la corriente promedio de salida I_{cd}, y (f) el ángulo de retardo crítico α_c.

Solución

$\alpha = 60°$, $R = 0.5\ \Omega$, $L = 6.5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R = 78.47°$.

a. La corriente de carga en estado estable con $\omega t = \alpha$, $I_{L0} = 49.34$ A.

b. La integración numérica de i_L en la ecuación (10.8) da la corriente promedio en el tiristor como $I_A = 44.05$ A.

c. Mediante integración numérica de i_L^2 entre los límites $\omega t = \alpha$ y $\pi + \alpha$, obtenemos la corriente rms en el tiristor como $I_R = 63.71$ A.

d. La corriente rms de salida $I_{\text{rms}} = \sqrt{2}\, I_R = \sqrt{2} \times 63.71 = 90.1$ A.

e. La corriente promedio de salida $I_{\text{cd}} = 2I_A = 2 \times 44.04 = 88.1$ A.

De la ecuación (10.10) por iteración determinamos el ángulo de retardo $\alpha_c = 73.23°$.

Puntos clave de la sección 10.2

- Al variar el ángulo de retardo α de 0 a π se puede variar el voltaje promedio de salida de $2V_m/\pi$ a $-2V_m/\pi$ siempre que la carga sea altamente inductiva y su corriente sea continua.
- Para una carga puramente resistiva, el ángulo de retardo α se puede hacer variar de 0 a $\pi/2$, y producir un voltaje de salida de $2V_m/\pi$ a 0.
- El convertidor completo puede funcionar en dos cuadrantes con una carga altamente inductiva y en un cuadrante con una carga puramente resistiva.

10.3 CONVERTIDORES MONOFÁSICOS DUALES

En la sección 10.2 vimos que los convertidores monofásicos completos con cargas inductivas permiten sólo un funcionamiento en dos cuadrantes. Si dos de estos convertidores completos se conectan espalda con espalda, como se muestra en la figura 10.2a, tanto el voltaje de salida como el flujo de la corriente de carga se pueden invertir. El sistema proporciona funcionamiento en cuatro cuadrantes y se llama *convertidor dual*. Los convertidores duales se suelen utilizar en propulsores de velocidad variable de alta potencia. Si α_1 y α_2 son los ángulos de retardo de los convertidores 1 y 2, respectivamente, los voltajes de salida promedio correspondientes son V_{cd1} y V_{cd2}. Los ángulos de retardo están controlados de modo que un convertidor funcione como rectificador y el otro como inversor, pero ambos producen el mismo voltaje promedio de salida. Las figuras 10.2b-f muestran las formas de onda de salida de dos convertidores, donde los dos voltajes promedio de salida son los mismos. La figura 10.2b muestra las características *v-i* de un convertidor dual.

Según la ecuación (10.1) los voltajes promedio de salida son

$$V_{cd1} = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha_1 \tag{10.11}$$

y

$$V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha_2 \tag{10.12}$$

Como un convertidor está rectificando y el otro está invirtiendo,

$$V_{cd1} = -V_{cd2} \quad \text{o} \quad \cos\alpha_2 = -\cos\alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1)$$

Por consiguiente,

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \tag{10.13}$$

Como los dos voltajes instantáneos de salida de los dos convertidores están desfasados, puede haber una diferencia en el voltaje instantáneo y esto puede producir una corriente circulante entre los dos rectificadores. Esta corriente circulante no puede fluir a través de la carga y por lo común está limitada por un *reactor de corriente circulante* L_r, como se muestra en la figura 10.2a.

Si v_{o1} y v_{o2} son los voltajes instantáneos de salida de los convertidores 1 y 2, respectivamente, la corriente circulante se puede calcular integrando la diferencia de los voltajes instantáneos empezando desde $\omega t = \pi + \alpha_1$. Como los dos voltajes promedio de salida durante el intervalo $\omega t = \pi + \alpha_1$ a $2\pi - \alpha_1$ son iguales y opuestos, sus contribuciones a la corriente circulante instantánea i_r es cero

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{1}{\omega L_r}\int_{\pi-\alpha_1}^{\omega t} v_r\, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r}\int_{\pi-\alpha_1}^{\omega t} (v_{o1} + v_{o2})\, d(\omega t) \\ &= \frac{V_m}{\omega L_r}\left[\int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} \operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t) - \int_{2\pi-\alpha_1}^{\omega t} -\operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t)\right] \\ &= \frac{2V_m}{\omega L_r}(\cos\alpha_1 - \cos\omega t) \quad i_r > 0 \ \text{ para } \ 0 \le \alpha_1 < \frac{\pi}{2} \\ &\qquad\qquad i_r < 0 \ \text{ para } \ \frac{\pi}{2} < \alpha_1 \le \pi \end{aligned} \tag{10.14}$$

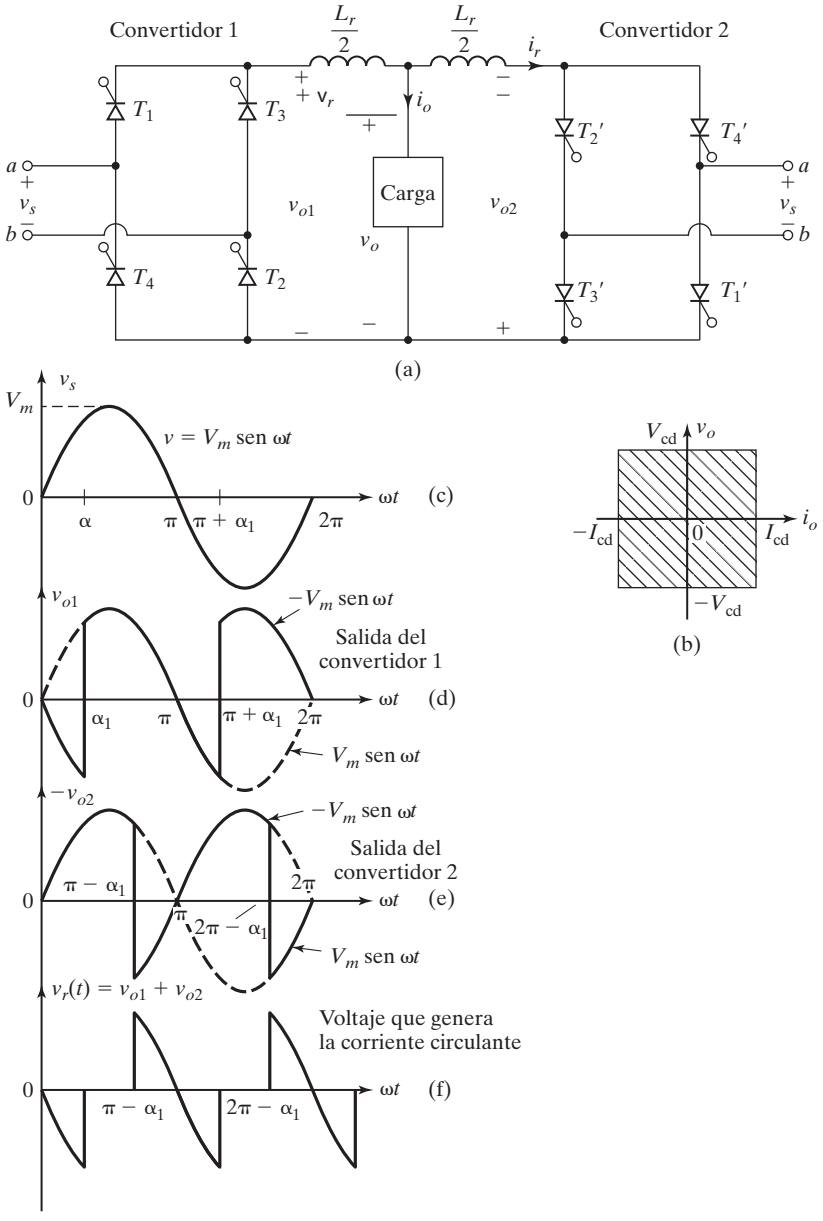


FIGURA 10.2

Convertidor dual monofásico. (a) Circuito; (b) Cuadrante; (c) Voltaje de suministro de entrada; (d) Voltaje de salida para el convertidor 1; (e) Voltaje de salida para el convertidor 2, y (f) Voltaje que induce la corriente circulante.

Para $\alpha_1 = 0$, sólo el convertidor 1 funciona; para $\alpha_1 = \pi$ sólo el convertidor 2 funciona. En el intervalo $0 \leq \alpha_1 < \pi/2$ el convertidor 1 suministra una corriente de carga positiva $+i_0$ y por consiguiente la corriente circulante sólo puede ser positiva. En el intervalo $\pi/2 < \alpha_1 \leq \pi$, el convertidor 2 suministra una corriente de carga negativa $-i_0$ y por consiguiente sólo puede fluir

una corriente circulante negativa. Con $\alpha_1 = \pi/2$, el convertidor suministra corriente circulante positiva durante el primer medio ciclo, y el convertidor 2 suministra corriente circulante negativa durante el segundo medio ciclo.

La corriente circulante instantánea depende del ángulo de retardo. Para $\alpha_1 = 0$, su magnitud se vuelve mínima cuando $\omega t = n\pi$, $n = 0, 2, 4, \ldots$, y máxima cuando $\omega t = n\pi$, $n = 1, 3, 5, \ldots$. Si la corriente de carga pico es I_p, uno de los convertidores que controla el flujo de potencia puede conducir una corriente pico de $(I_p + 4V_m/\omega L_r)$.

Los convertidores duales pueden funcionar con o sin corriente circulante. En el caso de que funcione sin corriente circulante, sólo un convertidor funciona a la vez y conduce la corriente de carga, y el otro convertidor está totalmente bloqueado por pulsos inhibidores en la compuerta. Sin embargo, el funcionamiento con corriente circulante tiene las siguientes ventajas:

1. La corriente circulante mantiene la conducción continua de ambos convertidores durante todo el rango de control, independientemente de la carga.
2. Como un convertidor siempre funciona como rectificador y el otro actúa como inversor, el flujo de potencia es posible en cualquier dirección y en cualquier momento.
3. Como ambos convertidores están en conducción continua, el tiempo de respuesta para cambiar de funcionamiento en un cuadrante a otro es más rápido.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Controle el convertidor positivo con un ángulo de retardo de $\alpha_1 = \alpha$.
2. Controle el convertidor negativo con un ángulo de retardo $\alpha_2 = \pi - \alpha$ mediante circuitos aislantes de compuerta.

EJEMPLO 10.3 Cómo determinar las corrientes pico de un convertidor dual monofásico

El convertidor dual monofásico de la figura 10.2a funciona a partir de una fuente de 120 V, 60 Hz y la resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. La inductancia circulante es $L_r = 40$ mH; los ángulos de retardo son $\alpha_1 = 60°$ y $\alpha_2 = 120°$. Calcule la corriente circulante pico y la corriente pico del convertidor 1.

Solución

$\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $\alpha_1 = 60°$, $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V, $f = 60$ Hz y $L_r = 40$ mH. Para $\omega t = 2\pi$ y $\alpha_1 = \pi/3$, la ecuación (10.14) da la corriente circulante pico

$$I_r(\text{máx}) = \frac{2V_m}{\omega L_r}(1 - \cos\alpha_1) = \frac{169.7}{377 \times 0.04} = 11.25 \text{ A}$$

La corriente pico de carga es $I_p = 169.71/10 = 16.97$ A. La corriente pico del convertidor 1 es $(16.97 + 11.25) = 28.22$ A.

Puntos clave de la sección 10.3

- El convertidor dual se compone de dos convertidores completos; un convertidor que produce voltaje de salida positivo y otro que produce voltaje de salida negativo. Variando el ángulo de retardo α de 0 a π se puede hacer que el voltaje promedio de

salida varíe de $2V_m/\pi$ a $-2V_m/\pi$, siempre que la carga sea altamente inductiva y su corriente sea continua.

- Para una carga altamente inductiva, el convertidor dual puede funcionar en cuatro cuadrantes. La corriente puede fluir hacia dentro y hacia fuera de la carga. Se requiere un inductor de cd para reducir la corriente circulante.

10.4 CONVERTIDORES TRIFÁSICOS COMPLETOS

Los convertidores trifásicos [2,11] tienen un extenso uso en aplicaciones industriales hasta el nivel de 120 kW, donde se requiere un funcionamiento en dos cuadrantes. La figura 10.3a muestra un circuito convertidor completo con una carga altamente inductiva. Este circuito se conoce como puente trifásico. Los tiristores se encienden en un intervalo de $\pi/3$. La frecuencia del voltaje de rizo de salida es $6f_s$ y el requerimiento de filtrado es menor que el de los convertidores de media onda. En $\omega t = \pi/6 + \alpha$, el tiristor T_6 ya está conduciendo y el tiristor T_1 se enciende. Durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$, los tiristores T_1 y T_6 conducen el voltaje de línea a línea $v_{ab}(= v_{an} - v_{bn})$ aparece a través de la carga. En $\omega t = \pi/2 + \alpha$, el tiristor T_2 se enciende y el tiristor T_6 se polariza a la inversa de inmediato. El tiristor T_6 se apaga por conmutación natural. Durante el intervalo $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$, los tiristores T_1 y T_2 conducen y el voltaje de línea a línea v_{ca} aparece a través de la carga. Si los tiristores están numerados, como se muestra en la figura 10.3a, la secuencia de disparo es 12, 23, 34, 45, 56 y 61. Las figuras 10.3b-h muestran las formas de onda del voltaje de entrada, el voltaje de salida, la corriente de entrada y las corrientes a través de los tiristores.

Si los voltajes de línea a neutro se definen como

$$v_{an} = V_m \operatorname{sen} \omega t$$
$$v_{bn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$v_{cn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

los voltajes de línea a línea correspondientes son

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$
$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$
$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

El voltaje promedio de salida se calcula a partir de

$$V_{\text{cd}} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{ab}\, d(\omega t) = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \tag{10.15}$$
$$= \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{\pi} \cos \alpha$$

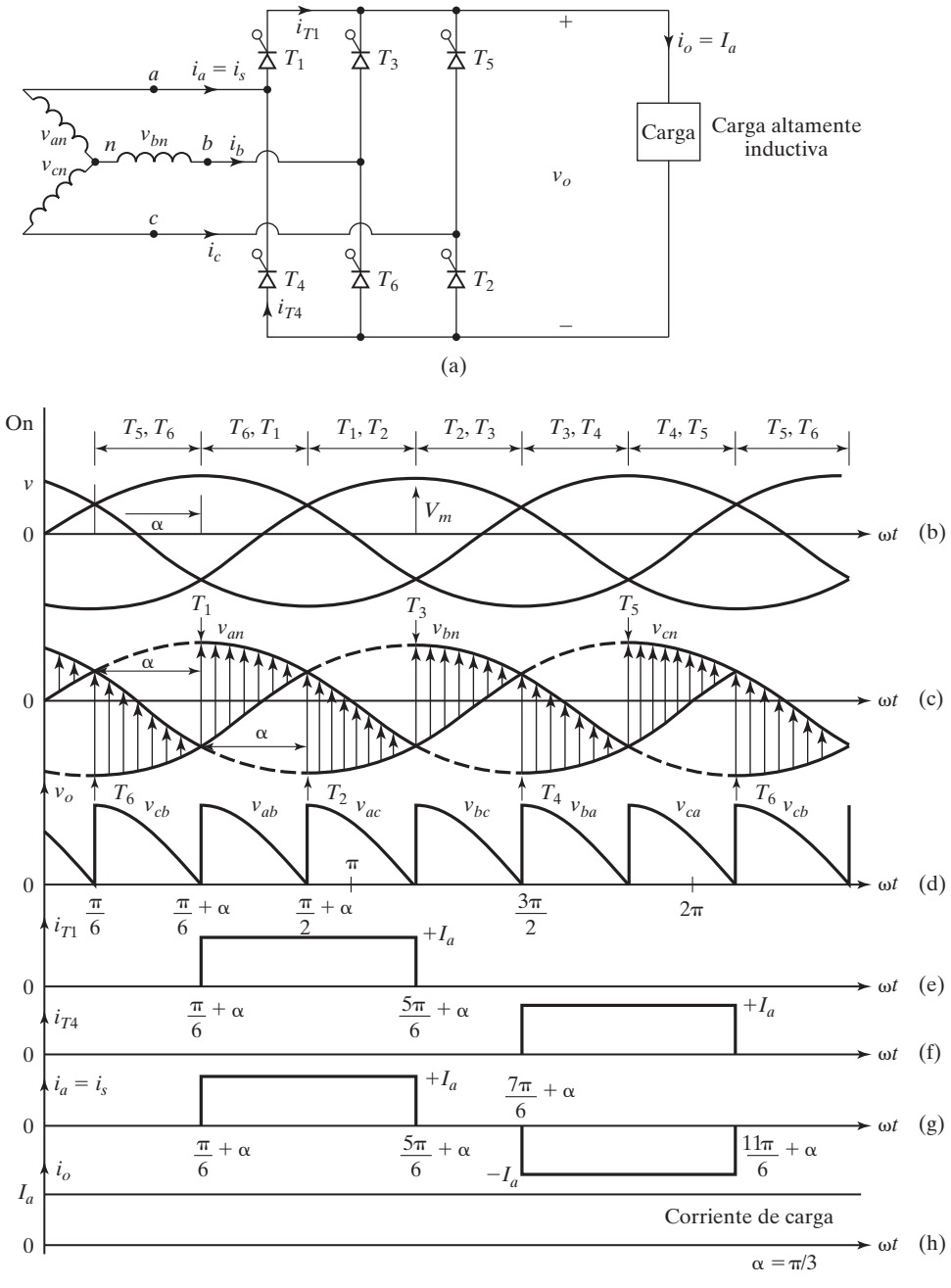


FIGURA 10.3

Convertidor trifásico completo. (a) Circuito; (b) Secuencias de disparo; (c) Voltajes de fase; (d) Voltaje de salida (voltajes de línea a línea); (e) Corriente a través del tiristor T_1; (f) Corriente a través del tiristor T_2; (g) Corriente de suministro de entrada, y (h) Corriente de carga constante.

El voltaje promedio de salida máximo para el ángulo de retardo, $\alpha = 0$ es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}\, V_m}{\pi}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{\text{cd}}}{V_{dm}} = \cos \alpha \tag{10.16}$$

El valor rms del voltaje de salida se calcula desde

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \left[\frac{3}{\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/2 + \alpha} 3V_m^2 \, \text{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \end{aligned} \tag{10.17}$$

Las figuras 10.5b-h muestran las formas de onda para $\alpha = \pi/3$. Para $\alpha > \pi/3$, el voltaje instantáneo de salida v_o tiene una parte negativa. Como la corriente a través de los tiristores no puede ser negativa, la corriente de carga siempre es positiva. Por consiguiente, con una carga resistiva, el voltaje instantáneo de carga no puede ser negativo, y el convertidor completo se comporta como un semiconvertidor.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Genere una señal pulsante en el cruce positivo cero del voltaje de fase v_{an}. Retarde del pulso el ángulo deseado $\alpha + \pi/6$ y aplicarlo a las terminales de compuerta y cátodo de T_1 por medio de un circuito aislante de compuerta.
2. Genere cinco pulsos más con retardo de $\pi/6$ entre sí para disparar a T_2, T_3, . . . ,T_6, respectivamente, por medio de circuitos aislantes de compuerta.

Ejemplo 10.4 Cómo determinar el desempeño de un convertidor trifásico de onda completa

El convertidor trifásico de onda completa de la figura 10.3a funciona con una fuente trifásica de 208 V, 60 Hz conectada en Y y la resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. Si se requiere obtener un voltaje promedio de salida de 50% del voltaje de salida máximo posible, calcule (a) el ángulo de retardo α; (b) las corrientes rms y promedio de salida; (c) las corrientes promedio y rms a través del tiristor; (d) la eficiencia de rectificación; (d) el TUF, y (f) el PF de entrada.

Solución

El voltaje de fase $V_s = 208/\sqrt{3} = 120.1$ V, $V_m = \sqrt{2}\, V_s = 169.83$, $V_n = 0.5$ y $R = 10\ \Omega$. El voltaje máximo de salida $V_{dm} = 3\sqrt{3}V_m/\pi = 3\sqrt{3} \times 169.83/\pi = 280.9$ V. El voltaje promedio de salida $V_{\text{cd}} = 0.5 \times 280.9 = 140.45$ V.

a. Según la ecuación (10.16), $0.5 = \cos \alpha$, y el ángulo de retardo es $\alpha = 60°$.

b. La corriente promedio de salida $I_{\text{cd}} = V_{\text{cd}}/R = 140.45/10 = 14.05$A. De la ecuación (10.17),

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{3} \times 169.83 \left[\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2 \times 60°) \right]^{1/2} = 159.29 \text{ V}$$

y la corriente rms $I_{\text{rms}} = 159.29/10 = 15.93$ A.

c. La corriente promedio de un tiristor $I_A = I_{cd}/3 = 14.05/3 = 4.68$ A, y la corriente rms de un tiristor $I_R = I_{rms}\sqrt{2/6} = 15.93\sqrt{2/6} = 9.2$ A.

d. De la ecuación (3.3) la eficiencia de rectificación es

$$\eta = \frac{V_{cd}I_{cd}}{V_{rms}I_{rms}} = \frac{140.45 \times 14.05}{159.29 \times 15.93} = 0.778 \quad \text{o} \quad 77.8\%$$

e. La corriente rms de línea de entrada $I_s = I_{rms}\sqrt{4/6} = 13$ A y la capacidad de VAR de entrada $VI = 3\,V_s\,I_s = 3 \times 120.1 \times 13 = 4683.9$ VA. De la ecuación (3.8), TUF $= V_{cd}I_{cd}/VI = 140.45 \times 14.05/4683.9 = 0.421$.

f. La potencia de salida $P_o = R = 15.93^2 \times 10 = 2537.6$ W. El PF $= P_o/VI = 2537.6/4683.9 = 0.542$ (retardo).

Nota: el PF es menor que el de los semiconvertidores trifásicos, pero mayor que el de los convertidores trifásicos de media onda.

Ejemplo 10.5 Cómo determinar el factor de potencia de entrada de un convertidor trifásico completo

La corriente de carga del convertidor trifásico completo de la figura 10.3a es continua con contenido de rizo insignificante. (a) Exprese la corriente de entrada en una serie de Fourier y determine el HF de la corriente de entrada, el DF, y el PF de entrada. (b) Si el ángulo de retardo $\alpha = \pi/3$, calcule V_n, HF, DF, y PF.

Solución

a. La forma de onda de la corriente de entrada se muestra en la figura 10.3g y la corriente instantánea de entrada de una fase se puede expresar en una serie de Fourier como

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)$$

donde

$$a_o = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a \cos n\omega t\, d(\omega t) - \int_{7\pi/6+\alpha}^{11\pi/6+\alpha} I_\alpha \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi} \operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \operatorname{sen} n\alpha \text{ para } n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$= 0 \text{ para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi}\left[\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) - \int_{7\pi/6+\alpha}^{11\pi/6+\alpha} I_a \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{4I_a}{n\pi}\cos\frac{n\pi}{6}\cos n\alpha \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots$$
$$= 0 \quad \text{para } n = 2, 4, 6, \ldots$$

Como $a_0 = 0$ y las corrientes de armónicos múltiplos impares del tercer armónico (para n = múltiplo de 3) no estarán en una fuente trifásica balanceada, la corriente de entrada se puede escribir como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_{sn} \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \quad \text{para } n = 1, 5, 7, 11, 13, \ldots$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \tag{10.18}$$

El valor rms de la corriente de entrada del n-ésimo armónico está dado por

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\pi}{3} \tag{10.19}$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a = 0.7797 I_a$$

La corriente rms de entrada es

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = I_a\sqrt{\frac{2}{3}} = 0.8165 I_a$$
$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.3108 \quad \text{o} \quad 31.08\%$$
$$\text{DF} = \cos\phi_1 = \cos(-\alpha)$$
$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(-\alpha) = \frac{3}{\pi}\cos\alpha = 0.9549\ \text{DF}$$

b. Para $\alpha = \pi/3$, $V_n = \cos(\pi/3) = 0.5$ pu, HF = 31.08%, DF = cos 60° = 0.5 y PF = 0.478 (retardo).

Nota: observamos que el PF de entrada depende del ángulo de retardo α.

10.4.1 Convertidor trifásico completo con carga *RL*

Según la figura 10.3d el voltaje de salida es

$$v_o = v_{ab} = \sqrt{2}\, V_{ab}\operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{para } \frac{\pi}{6} + \alpha \le \omega t \le \frac{\pi}{2} + \alpha$$
$$= \sqrt{2}\, V_{ab}\operatorname{sen}\omega t' \quad \text{para } \frac{\pi}{3} + \alpha \le \omega t' \le \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

donde $\omega t' = \omega t + \pi/6$, y V_{ab} es el voltaje rms de entrada de línea a línea. Seleccionando v_{ab} como voltaje de referencia con respecto al tiempo, la corriente de carga i_L se calcula desde

$$L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\,V_{ab}\,\text{sen}\,\omega t' \quad \text{para}\ \frac{\pi}{3} + \alpha \le \omega t' \le \frac{2\pi}{3} + \alpha$$

cuya solución de la ecuación (10.8) es

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_{ab}}{Z}\,\text{sen}\,(\omega t' - \theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_{ab}}{Z}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \theta\right)\right] e^{(R/L)[(\pi/3+\alpha)/\omega - t']} \tag{10.20}$$

donde $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$. En condición de estado estable, $i_L\,(\omega t' = 2\pi/3 + \alpha) = i_L(\omega t' = \pi/3 + \alpha) = I_{L1}$. Aplicando esta condición a la ecuación (10.20), obtenemos el valor de I_{L1} como

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{2}V_{ab}}{Z}\,\frac{\text{sen}(2\pi/3 + \alpha - \theta) - \text{sen}(\pi/3 + \alpha - \theta)\,e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}}{1 - e^{-(R/L)(\pi/3\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para}\ I_{L1} \ge 0 \tag{10.21}$$

Corriente discontinua a través de la carga. Si hacemos $I_{L1} = 0$ en la ecuación (10.21), dividimos entre $\sqrt{2}V_s/Z$ y sustituimos $R/Z = \cos\theta$ y $\omega L/R = \tan\theta$, obtenemos el valor crítico de la relación de voltaje $x = E/\sqrt{2}V_{ab}$ como

$$x = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha - \theta\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \theta\right)e^{-\left(\frac{\pi}{3\tan(\theta)}\right)}}{1 - e^{-\left(\frac{\pi}{3\tan(\theta)}\right)}}\right]\cos(\theta) \tag{10.22}$$

la cual se puede despejar para el valor crítico de $\alpha = \alpha_c$ para valores conocidos de x y θ. Para $\alpha \ge \alpha_c$, $I_{L1} = 0$. La corriente de carga descrita por la ecuación (10.20) fluye sólo durante el periodo $\alpha \le \omega t \le \beta$. En $\omega t = \beta$, la corriente de carga cae de nuevo a cero. Las ecuaciones derivadas para el caso discontinuo del diodo rectificador de la sección 3.8 son aplicables al rectificador controlado.

Ejemplo 10.6 Cómo determinar las capacidades de corriente de un convertidor trifásico completo con una carga *RL*

El convertidor trifásico completo de la figura 10.3a tiene una carga de $L = 1.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, y $E = 10$ V. El voltaje de entrada de línea a línea es $V_{ab} = 208$ V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$. Determine (a) la corriente de carga en estado estable I_{L1} en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ (u $\omega t = \pi/6 + \alpha$); (b) la corriente promedio I_A a través del tiristor; (c) la corriente rms I_R a través del tiristor; (d) la corriente rms de salida I_{rms}, y (e) la corriente promedio de salida I_{cd}.

Solución

$\alpha = \pi/3$, $R = 2.5\ \Omega$, $L = 1.5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_{ab} = 208$ V, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 2.56\ \Omega$, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12.74°$.

a. La corriente de carga en estado estable en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$, es $I_{L1} = 20.49$ A.

b. La integración numérica de i_L en la ecuación (10.20), entre los límites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ a $2\pi/3 + \alpha$, da la corriente rms promedio en el tiristor, $I_A = 17.42$ A.

c. Por integración numérica de i_L^2, entre los límites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ a $2\pi/3 + \alpha$, se obtiene la corriente rms en el tiristor, $I_R = 31.32$ A.

d. La corriente rms de salida es $I_{\text{rms}} = \sqrt{3} I_R = \sqrt{3} \times 31.32 = 54.25$ A.

e. La corriente promedio de salida es $I_{\text{cd}} = 3I_A = 3 \times 17.42 = 52.26$ A.

Puntos clave de la sección 10.4

- La frecuencia del rizo de salida es seis veces la frecuencia de suministro.
- El convertidor trifásico completo se utiliza comúnmente en aplicaciones prácticas.
- Puede funcionar en dos cuadrantes siempre que la carga sea altamente inductiva y mantenga la corriente continua.

10.5 CONVERTIDORES TRIFÁSICOS DUALES

Por lo general, en muchos propulsores de velocidad variable se requiere el funcionamiento en cuatro cuadrantes y los convertidores trifásicos duales se utilizan mucho en aplicaciones hasta el nivel de 2000 kW. La figura 10.4a muestra unos convertidores trifásicos duales donde dos están conectados espalda con espalda. En la sección 10.3 vimos que debido a las diferencias de los voltajes instantáneos entre los voltajes de salida de los convertidores, una corriente circulante fluye a través de los convertidores. Por lo común un reactor circulante L_r, como se muestra en la figura 10.4a, limita la corriente circulante. Los dos convertidores están controlados de tal modo que si α_1 es el ángulo de retardo del convertidor 1, el ángulo de retardo del convertidor 2 es $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$. Las figuras 10.4b a f muestran las formas de onda para los voltajes de entrada y salida y del voltaje a través del inductor L_r. El funcionamiento de cada convertidor es idéntico al de un convertidor trifásico completo. Durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$, el voltaje de línea a línea v_{ab} aparece a través de la salida del convertidor 1, y v_{bc} aparece a través del convertidor 2.

Si los voltajes de línea a neutro se definen como

$$v_{an} = V_m \operatorname{sen}\omega t$$
$$v_{bn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$v_{cn} = V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Los voltajes correspondientes de línea a línea son

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

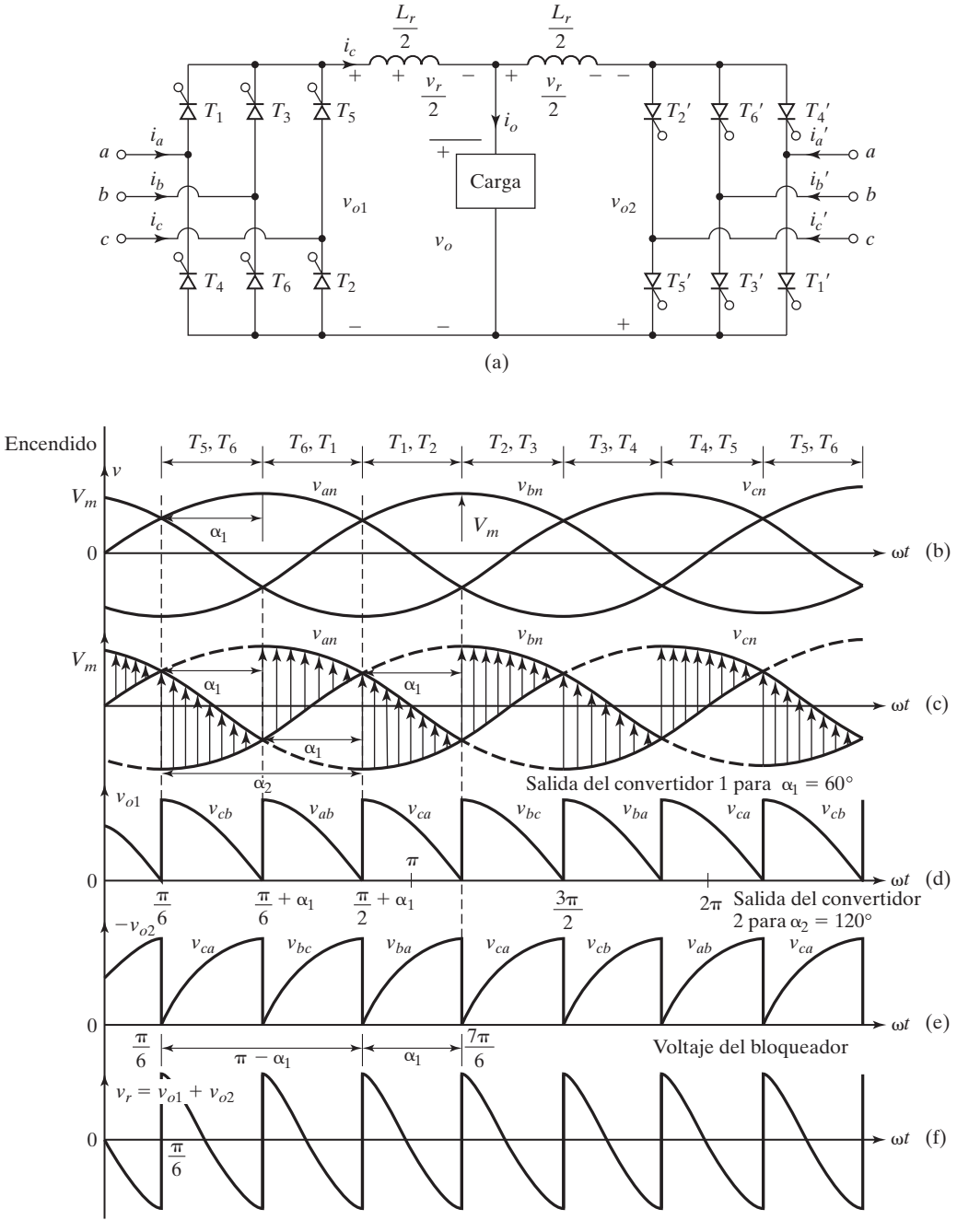


FIGURA 10.4

Convertidor trifásico dual. (a) Circuito; (b) Secuencias de disparo; (c) Voltajes de suministro de entrada; (d) Voltaje de salida del convertidor 1; (e) Voltaje de salida para el convertidor 2, y (f) Voltaje del inductor circulante.

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$
$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}\, V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$$

Si v_{o1} y v_{o2} son los voltajes de salida de los convertidores 1 y 2, respectivamente, el voltaje instantáneo a través del inductor durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha_1) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha_1)$ es

$$\begin{aligned} v_r &= v_{o1} + v_{o2} = v_{ab} - v_{bc} \\ &= \sqrt{3}\, V_m \left[\operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \\ &= 3V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \tag{10.23}$$

La corriente circulante se puede calcular desde

$$\begin{aligned} i_r(t) &= \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} v_r\, d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} 3V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \\ &= \frac{3V_m}{\omega L_r} \left[\operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}\alpha_1 \right] \end{aligned} \tag{10.24}$$

La corriente circulante depende del ángulo de retardo α_1 y de la inductancia L_r. Esta corriente se vuelve máxima cuando $\omega t = 2\pi/3$ y $\alpha_1 = 0$. Aun sin carga externa alguna, los convertidores continuarían funcionando gracias a la corriente circulante como resultado del voltaje de rizo a través del inductor. Esto permite la inversión suave de la corriente a través de la carga durante el cambio de funcionamiento de un cuadrante a otro y proporciona respuestas dinámicas rápidas, en especial para propulsores de motores eléctricos.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Al igual que el convertidor monofásico dual, controle el convertidor positivo con un ángulo de retardo $\alpha_1 = \alpha$.
2. Controle el convertidor negativo con un ángulo de retardo $\alpha_2 = \pi - \alpha$ mediante circuitos aislantes de compuerta.

Puntos clave de la sección 10.5

- El convertidor trifásico dual se utiliza en aplicaciones de alta potencia hasta de 2000 kW.
- Para una carga altamente inductiva, el convertidor dual puede funcionar en cuatro cuadrantes. La corriente puede entrar y salir de la carga.
- Se requiere un inductor para reducir la corriente circulante.

10.6 CONTROL DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO

El PF de los convertidores controlados por fase depende del ángulo de retardo α, y por lo general es bajo, sobre todo en el rango de bajos voltajes de salida. Estos convertidores generan armónicos en la fuente. Las conmutaciones forzadas al encender y apagar los dispositivos de conmutación como se muestra en la figura 10.5 pueden mejorar el PF de entrada y reducir los niveles de armónicos. Los dispositivos de conmutación Q_1 y Q_2 se encienden al mismo tiempo en tanto que Q_3 y Q_4 se apagan. Asimismo, los dispositivos de conmutación Q_3 y Q_4 se encienden al mismo tiempo en tanto que Q_1 y Q_2 se apagan. El voltaje de salida dependerá del tipo de algoritmos de control de los dispositivos de conmutación. Estas técnicas de conmutación forzada se están volviendo atractivas para la conversión cd-ca [3,4]. Con el avance de los dispositivos semiconductores de potencia (por ejemplo, tiristores apagados por compuerta [GTO], transistores bipolares de compuerta aislada [IGBT], e IGCT) se pueden implementar para convertidores cd-ca prácticos [12,14]. Las técnicas básicas de conmutación forzada para convertidores cd-ca se pueden clasificar de la manera siguiente:

1. Control por ángulo de extinción
2. Control por ángulo simétrico
3. Modulación por ancho de pulso (PWM)
4. PWM seinoidal monofásica
5. Control de PWM trifásica

En el control por ángulo de extinción, el componente fundamental de la corriente de entrada se adelanta al voltaje de entrada, y el factor de desplazamiento (PF) se adelanta. En algunas aplicaciones esta característica puede ser deseable para simular una carga capacitiva y para compensar las caídas de voltaje de línea. En el control por ángulo simétrico el componente fundamental de la corriente de entrada está en fase con el voltaje de entrada y el DF es unitario. Estos tipos de control [27] se utilizan en algunas aplicaciones y no se estudian más en este libro. El control de PWM senoidal es el de más uso. Sin embargo, el funcionamiento y análisis del control de PWM permiten entender las técnicas tanto de control de PWM como de control de PWM senoidal.

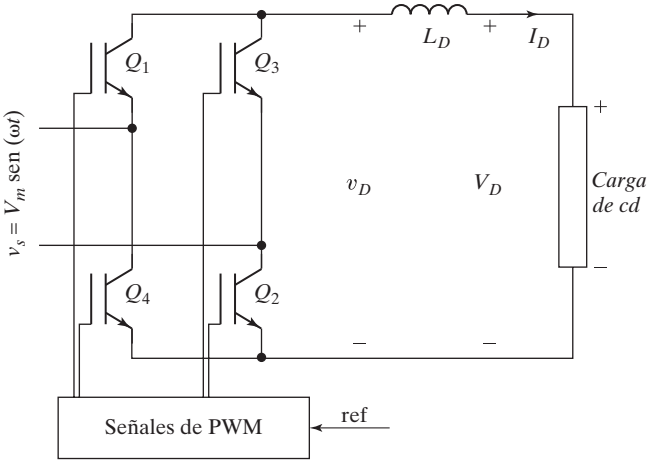


FIGURA 10.5

Convertidor monofásico con control de PWM.

10.6.1 Control de PWM

Si el voltaje de salida de los convertidores monofásicos se controla variando el ángulo de retardo, sólo hay un pulso por medio ciclo en la corriente de entrada del convertidor, y como resultado el armónico de menor orden es el tercero. Es difícil filtrar la corriente de armónicos de menor orden. En el control de PWM, los interruptores del convertidor se encienden y apagan varias veces durante un medio ciclo y el voltaje de salida se controla variando el ancho de los pulsos [15,17]. Las señales de compuerta se generan comparando una onda triangular con una señal de cd, como se muestra en la figura 10.6g. Las figuras 10.6a a f muestran el voltaje de entrada, el voltaje de salida y la corriente de entrada. Los armónicos de bajo orden se pueden eliminar o reducir seleccionando el número de pulsos por medio ciclo. Sin embargo, si aumenta el número de pulsos también aumentaría la magnitud de los armónicos de alto orden, que son muy fáciles de filtrar.

El voltaje de salida y los parámetros de desempeño del convertidor se pueden determinar en dos pasos: (1) considerando sólo un par de pulsos de modo que si un pulso comienza cuando $\omega t = \alpha_1$ y termina cuando $\omega t = \alpha_1 + \delta_1$, el otro pulso comienza cuando $\omega t = \pi + \alpha_1$ y termina cuando $\omega t = (\pi + \alpha_1 + \delta_1)$, y (2) combinando los efectos de todos los pares. Si el pulso m-ésimo comienza cuando $\omega t = \alpha_m$ y su ancho es δ_m, el voltaje promedio de salida debido a p número de pulsos se calcula como sigue

$$V_{\text{cd}} = \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{V_m}{\pi} \sum_{m=1}^{p} [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)] \tag{10.25}$$

Si la corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua y su rizo es insignificante, la corriente instantánea de entrada se puede expresar en una serie de Fourier como

$$i_s(t) = A_0 + \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{10.26}$$

Dada la simetría de la forma de onda de la corriente de entrada no puede haber armónicos pares y A_0 debe ser cero, y los coeficientes de la ecuación (10.26) son

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha_m + \delta_n/2}^{\alpha_m + \delta_m} I_a \cos n\omega t \, d(\omega) - \frac{2}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m/2} I_a \cos n\omega t \, d(\omega t) \right] = 0$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \sum_{m=1}^{p} \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha_m + \delta_m/2}^{\alpha_m + \delta_m} I_a \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) - \frac{2}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m/2} I_a \operatorname{sen} n\omega t \, d(\omega t) \right]$$

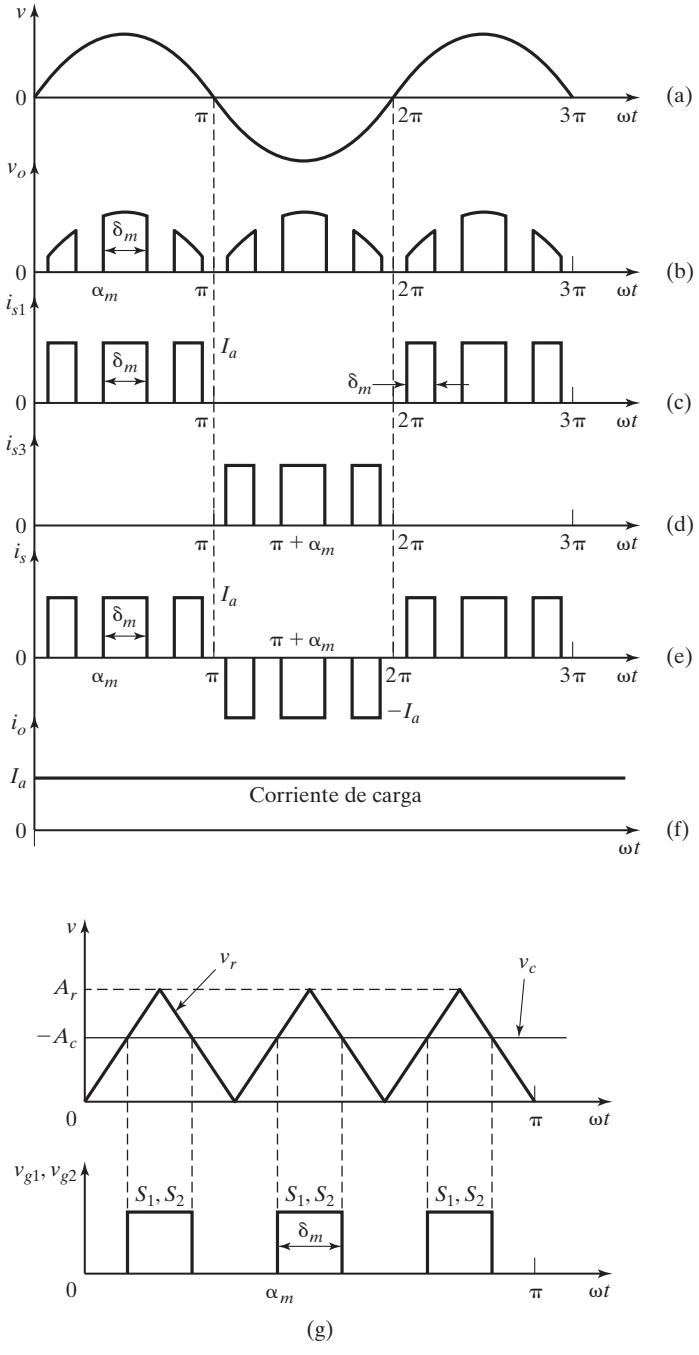


FIGURA 10.6

Control de PWM. (a) Voltaje de suministro de entrada; (b) Voltaje de salida; (c) Corriente de línea a través del interruptor S_1; (d) Corriente a través del interruptor S_3; (e) Corriente de suministro de entrada; (f) Corriente de carga constante, y (g) Generación de señales de control de compuerta.

$$B_n = \frac{4I_a}{n\pi}\sum_{m=1}^{p}\text{sen}\left(\frac{n\delta_m}{4}\right)\left[\text{sen}\left[n\left(\alpha_m + \frac{3\delta_m}{4}\right)\right] - \text{sen}\left[n\left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{4} + \pi\right)\right]\right] \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \ldots \tag{10.27}$$

La ecuación (10.26) se puede reescribir como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \,\text{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{10.28}$$

donde $\phi_n = \tan^{-1}(A_n/B_n) = 0$ y $I_n = (A_n^2 + B_n^2)^{1/2}/\sqrt{2} = B_n/\sqrt{2}$.

10.6.2 PWM senoidal monofásica

Los anchos de los pulsos se pueden variar para controlar el voltaje de salida. Si hay p pulsos por medio ciclo con el ancho igual, el ancho máximo de un pulso es π/p, pero los anchos de los pulsos podrían ser diferentes. Es posible seleccionar los anchos de los pulsos de modo que se puedan eliminar ciertos armónicos. Hay diferentes métodos de variar los anchos de los pulsos y el más común es la modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) [18-20]. En

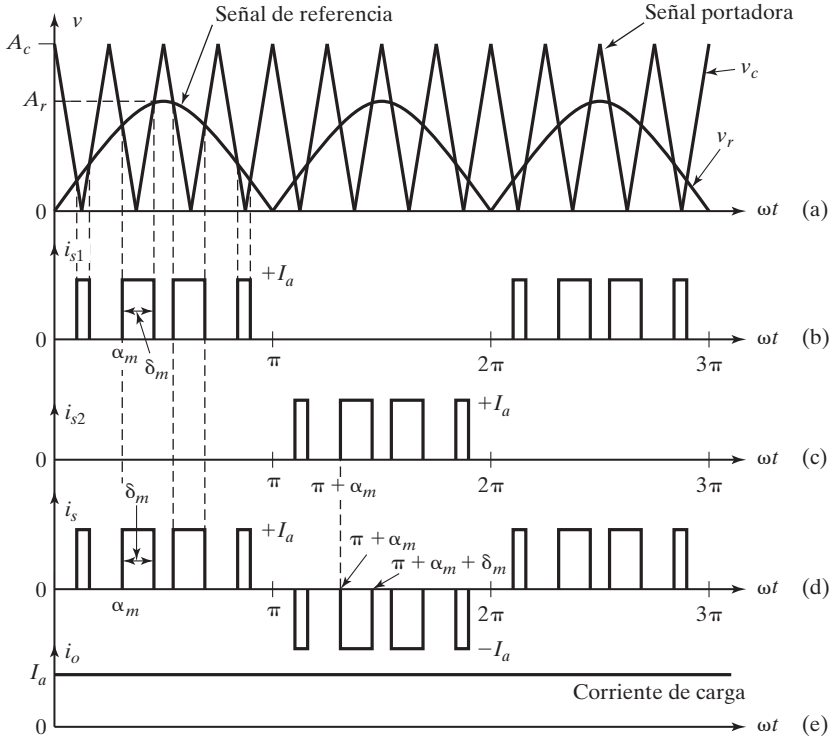


FIGURA 10.7

Control por ancho de pulso senoidal. (a) Generación de señales de control de compuerta; (b) Corriente a través del interruptor S_1; (c) Corriente a través del interruptor S_3; (d) Corriente de suministro de entrada, y (e) Corriente de carga constante.

el control de SPWM, como se muestra en la figura 10.7a-e, los anchos de pulso se generan comparando un voltaje de portadora triangular v_c de amplitud A_c y frecuencia f_r con un voltaje semisenoidal de referencia v_r de amplitud variable A_r y frecuencia $2f_s$. El voltaje senoidal v_c está en fase con el voltaje de fase de entrada v_s y tiene dos veces la frecuencia de suministro f_s. Los anchos de los pulsos (y el voltaje de salida) se varían cambiando la amplitud A_r, o el índice de modulación M de 0 a 1. El índice de modulación se define como

$$M = \frac{A_r}{A_c} \tag{10.29}$$

En un control de PWM senoidal el DF es unitario y PF se mejora. Los armónicos de bajo orden se eliminan o reducen. Por ejemplo, con cuatro pulsos por medio ciclo el armónico de menor orden es el quinto; con seis pulsos por medio ciclo, el armónico de menor orden es el séptimo. Se pueden usar programas de computadora para evaluar los desempeños de control PWM y SPWM uniformes, respectivamente.

Notas:

1. Para modulación de pulsos múltiples, los pulsos de distribuyen de manera uniforme y tienen los mismos anchos, $\delta = \delta_m$. Para una SPWM, los pulsos no se distribuyen uniformemente y los anchos de pulso son diferentes. Las ecuaciones de la sección 10.6.1 derivadas en formas generales se pueden utilizar para una SPWM.
2. Al igual que los inversores PWM, las señales de control de compuerta de los convertidores se generan comparando una señal portadora v_r con una señal de referencia v_{ref} para mantener el voltaje o corriente deseada. Para rectificadores, una entrada sinusoidal i_s que esté en fase con el voltaje de suministro v_s es deseable para obtener un alto PF de entrada con un bajo valor de THD de la corriente de entrada.

10.6.3 Rectificador trifásico de PWM

Hay dos topologías de circuito para rectificadores trifásicos: (1) un rectificador de fuente de corriente en el que la inversión de potencia se realiza por inversión de voltaje de cd, y (2) un rectificador de fuente de voltaje, donde la inversión de potencia se realiza por inversión de corriente en el enlace de cd. La figura 10.8 muestra los circuitos básicos de estas dos topologías [5]. El inductor L_D de la figura 10.8a mantiene una corriente constante hacia la carga mientras que los capacitores del lado de entrada proporcionan trayectorias de baja impedancia para la corriente de carga. El capacitor C_D de la figura 10.8b mantiene un voltaje constante hacia la carga en tanto que las inductancias del lado de entrada garantizan la continuidad de las corrientes de línea y mejoran el factor de potencia de entrada.

En la figura 10.9a se muestra un rectificador trifásico de fuente de voltaje con un lazo de control de retroalimentación. El voltaje de enlace de cd se mantiene a un valor de referencia deseado utilizando un lazo de control de retroalimentación. Se mide y compara con una referencia V_{ref}. La señal de error activa y desactiva los seis dispositivos de conmutación del rectificador. El flujo de potencia de y hacia la fuente de ca se puede controlar de acuerdo con los requerimientos de voltaje del enlace de cd. El voltaje V_D se mide en el capacitor C_D del lado de cd. Controlando el voltaje de enlace de cd de modo que el flujo de corriente se invierta en el enlace de cd se puede controlar la inversión de potencia.

En el modo de funcionamiento como rectificador, la corriente I_D es positiva y el capacitor C_D se descarga a través de la carga de cd, y la señal de error hace que el circuito de control

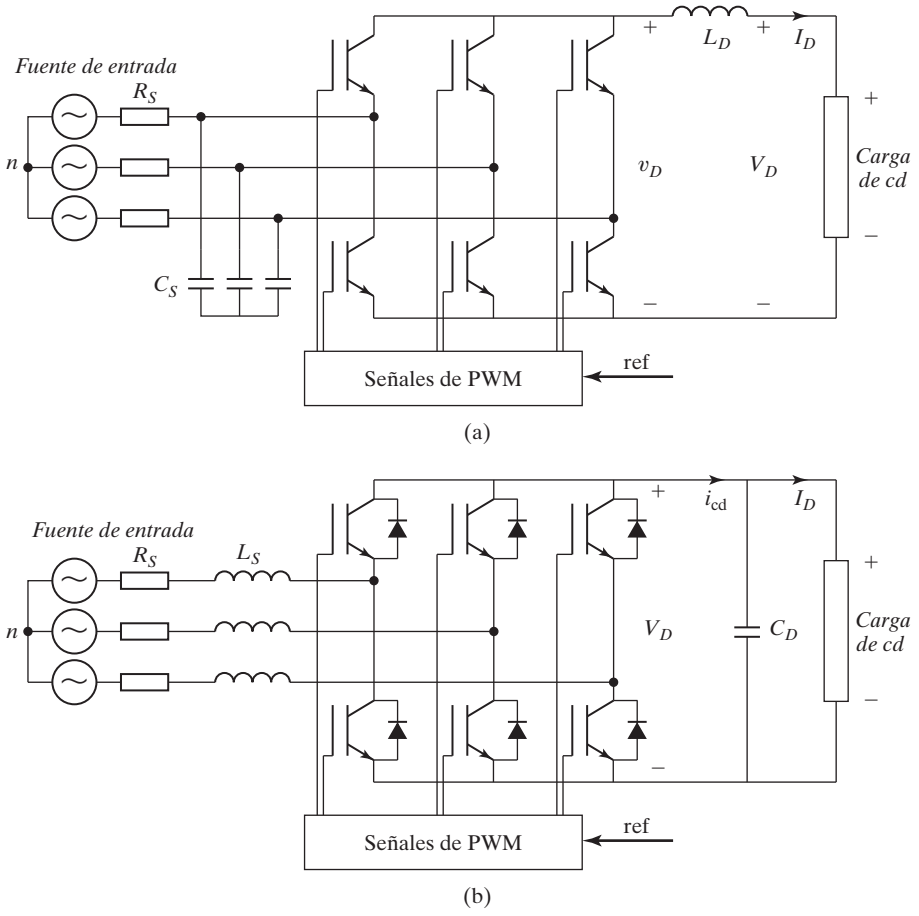
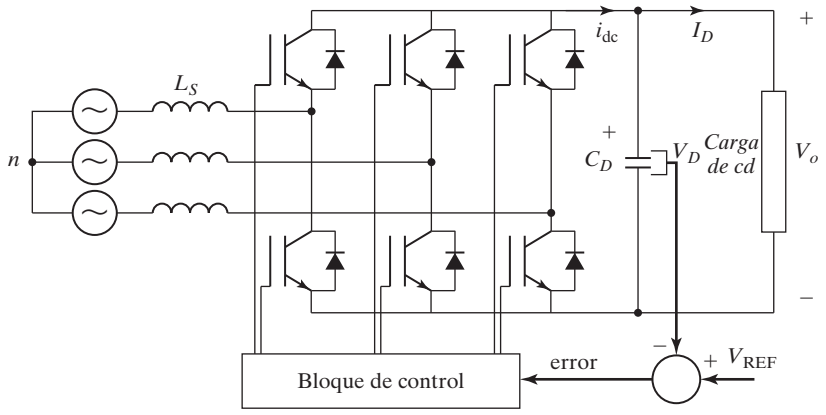


FIGURA 10.8

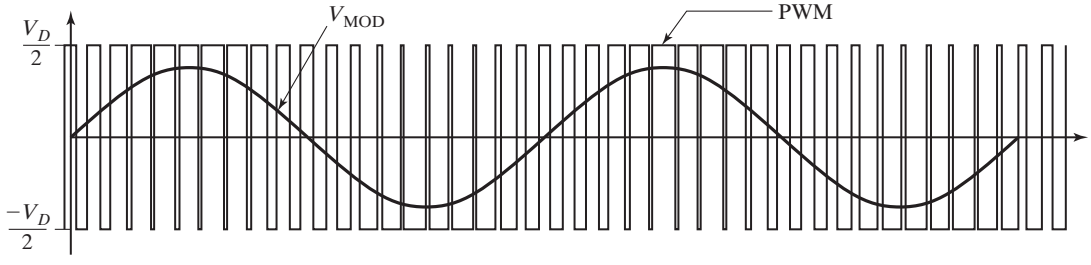
Topologías básicas para rectificadores PWM de conmutación forzada: (a) rectificador de fuente de corriente; (b) rectificador de fuente de voltaje.

demande más potencia a la fuente de ca. El circuito de control toma la potencia de la fuente generando las señales de PWM apropiadas para los dispositivos de conmutación. Fluye más corriente del lado de ca hacia el lado de cd, y el voltaje del capacitor se recupera. En el modo de funcionamiento como inversor I_D se vuelve negativa y el capacitor C_D se sobrecarga. La señal de error demanda que el control descargue el capacitor y que devuelva potencia al suministro de ca.

La PWM puede controlar tanto la potencia activa como la potencia reactiva. Por consiguiente, este tipo de rectificador se puede usar para corrección del PF. Las formas de onda de corriente de ca también se pueden mantener casi senoidales si se reduce la contaminación armónica de la fuente. La PWM activa y desactiva los interruptores en una forma preestablecida, por lo general una forma de onda senoidal de voltaje o corriente [26]. Un ejemplo de la modulación de una fase se muestra en la figura 10.9b con amplitud de V_{mod} para la señal moduladora.



(a) Circuito rectificador de fuente de voltaje



(b) Patrón de PWM y su voltaje modulador fundamental V_{MOD}

FIGURA 10.9

Rectificador de fuente de voltaje de conmutación forzada.

Dependiendo de la estrategia de control, un rectificador de conmutación puede funcionar como inversor o como rectificador [22]. Por consiguiente, con frecuencia se le refiere como convertidor. Para controlar el flujo de potencia de la fuente de ca a la carga y viceversa, como se muestra en la figura 10.10, con frecuencia dos convertidores como esos se conectan en cascada. El primero convierte la ca en un voltaje variable de enlace de cd y el segundo convierte la cd en una ca variable a una frecuencia fija o variable [23,25]. Las técnicas de control avanzadas (por ejemplo, modulación por vector espacial y SPWM) pueden mantener una corriente de entrada casi senoidal de la fuente de ca con un PF unitario y suministrar un voltaje o corriente de salida casi senoidal a la carga [6, 7, 21]. Se pueden usar técnicas de control avanzadas para generar una salida trifásica desde una fuente monofásica [8, 9].

Principales ventajas:

- Se puede modular la corriente o el voltaje, lo que genera menos contaminación armónica.
- Se puede controlar El PF, e incluso hacer que se adelante.
- Se puede construir el circuito como rectificador de fuente de voltaje o rectificador de fuente de corriente.
- Se puede invertir el PF revertiendo la corriente en el enlace de cd.

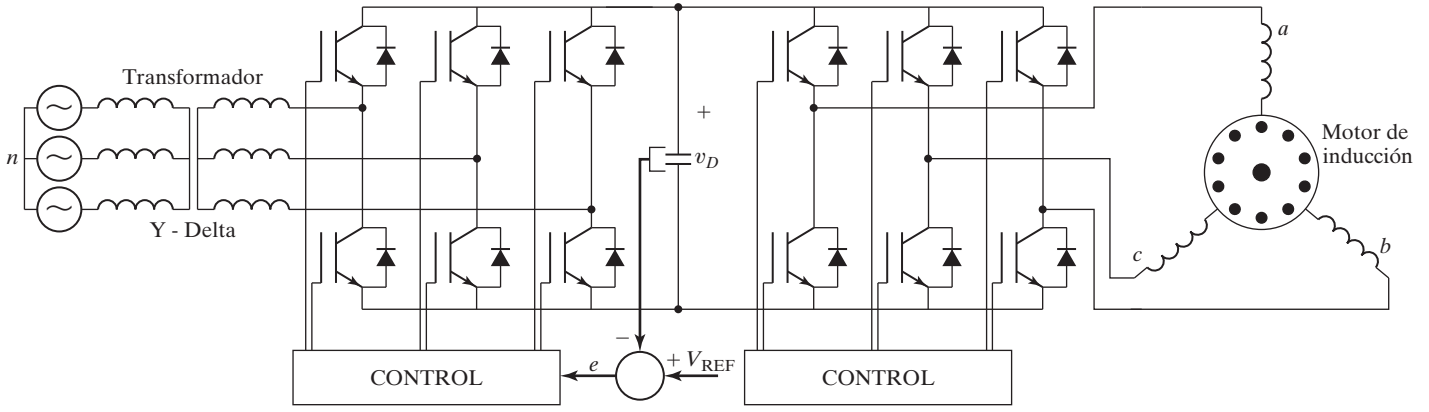


FIGURA 10.10

Dos convertidores de conmutación forzada conectados en cascada.

Puntos clave de la sección 10.6

- Los convertidores de conmutación forzada permiten controlar el PF desde la fuente de ca a la carga de cd y viceversa al mismo tiempo que minimizan el contenido armónico y el alto PF de entrada.
- Se puede usar la misma topología para rectificación (ca-cd) e inversión (cd-ca).
- Los convertidores de tiristor y GTO se utilizan especialmente para aplicaciones de alto voltaje y alta potencia.

10.7 CONVERTIDORES MONOFÁSICOS EN SERIE

Para aplicaciones de alto voltaje se pueden conectar en serie dos o más convertidores para compartir el voltaje y también para mejorar el PF. La figura 10.11a muestra dos convertidores completos conectados en serie y la relación de vueltas entre el primario y el secundario es $N_p/N_s = 2$. Dado que no hay diodos de conducción libre, no se puede evitar uno de los convertidores y ambos convertidores deben funcionar al mismo tiempo.

En modo de rectificación, un convertidor está totalmente adelantado ($\alpha_1 = 0$) y el ángulo de retardo del otro convertidor, α_2, se hace variar de 0 a π para controlar el voltaje de cd de salida. Las figuras 10.11b y c muestran el voltaje de entrada, el voltaje de salida, la corriente de entrada a los convertidores, y la corriente de suministro de entrada.

En el modo de inversión, un convertidor está totalmente retardado, $\alpha_2 = \pi$, y el ángulo de retardo del otro convertidor, α_1, se hace variar de 0 a π para controlar el voltaje promedio de salida. La figura 10.11d muestra las características *v-i* de convertidores completos en serie.

Según la ecuación (10.1), los voltajes promedio de salida de dos convertidores completos son

$$V_{\text{cd1}} = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha_1$$

$$V_{\text{cd2}} = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha_2$$

El voltaje promedio de salida resultante es

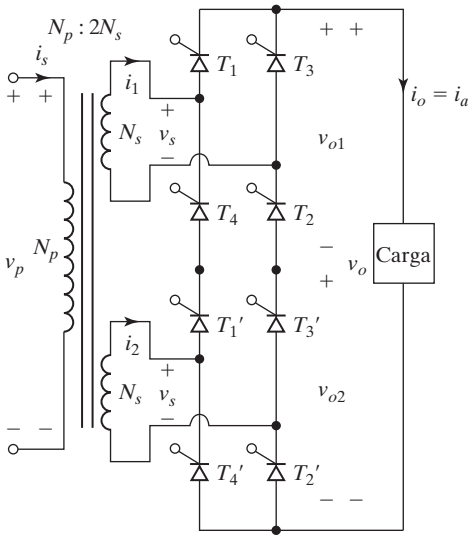
$$V_{\text{cd}} = V_{\text{cd1}} + V_{\text{cd2}} = \frac{2V_m}{\pi}(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) \tag{10.30}$$

El voltaje promedio máximo de salida para $\alpha_1 = \alpha_2$ es $V_{dm} = 4V_m/\pi$. En el modo de rectificación, $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$; entonces

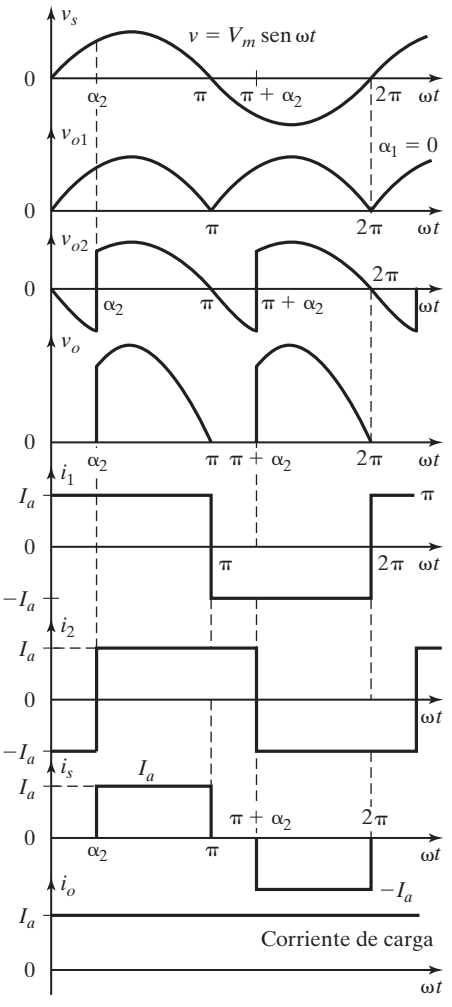
$$V_{\text{cd}} = V_{\text{cd1}} + V_{\text{cd2}} = \frac{2V_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_2) \tag{10.31}$$

y el voltaje de salida de cd normalizado es

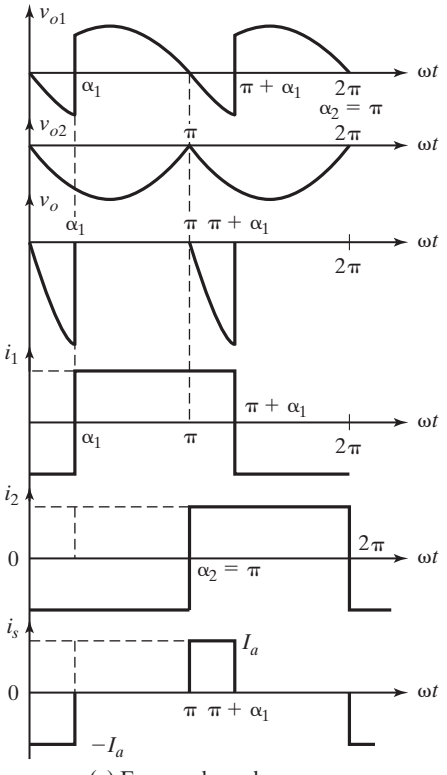
$$V_n = \frac{V_{\text{cd}}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha_2) \tag{10.32}$$



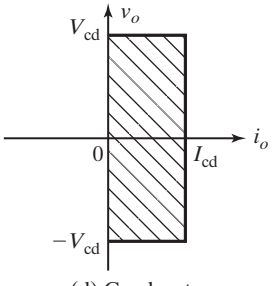
(a) Circuito



(b) Formas de onda



(c) Formas de onda para una carga altamente inductiva



(d) Cuadrante

FIGURA 10.11

Convertidores monofásicos completos.

En el modo de inversión, $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ y $\alpha_2 = \pi$; por lo tanto

$$V_{cd} = V_{cd1} + V_{cd2} = \frac{2V_m}{\pi}(\cos \alpha_1 - 1) \tag{10.33}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(\cos \alpha_1 - 1) \tag{10.34}$$

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Genere una señal pulsante en el momento del cruce positivo por cero del voltaje de fase v_s.
2. Retrase el pulso en los ángulos deseados $\alpha_1 = 0$ y $\alpha_2 = \alpha$ para disparar el convertidor 1 y el convertidor 2, respectivamente, mediante circuitos de aislamiento de compuerta.

Ejemplo 10.7 Cómo determinar el factor de potencia de entrada de un convertidor monofásico completo en serie

La corriente de carga (con un valor promedio de I_a) de los convertidores completos en serie de la figura 10.11a es continua y el contenido de rizo es insignificante. La relación de vueltas del transformador es $N_p/N_s = 2$. Los convertidores funcionan en modo de rectificación de tal modo que $\alpha_1 = 0$ y α_2 varía de 0 a π. (a) Exprese la corriente de suministro de entrada en una serie de Fourier y determine el HF de la corriente de entrada, el DF, y el PF de entrada. (b) Si el ángulo de retardo es $\alpha_2 = \pi/2$ y el voltaje de entrada pico es $V_m = 162$ V, calcule V_{cd}, V_n, V_{rms}, HF, DF y PF.

Solución

a. La figura 10.11b muestra la forma de onda de la corriente de entrada, y la corriente de suministro de entrada instantánea se puede expresar en una serie de Fourier como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{10.35}$$

donde $\phi_n = -n\alpha_2/2$. La ecuación (10.58) da el valor rms de la corriente de entrada del n-ésimo armónico

$$I_{sn} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}\, n\pi} \cos \frac{n\alpha_2}{2} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{n\pi} \cos \frac{n\alpha_2}{2} \tag{10.36}$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{\pi} \cos \frac{\alpha_2}{2} \tag{10.37}$$

La corriente rms de entrada se determina como

$$I_s = I_a \left(1 - \frac{\alpha_2}{\pi}\right)^{1/2} \tag{10.38}$$

De la ecuación (3.22),

$$\text{HF} = \left[\frac{\pi(\pi - \alpha_2)}{4(1 + \cos \alpha_2)} - 1\right]^{1/2} \tag{10.39}$$

De la ecuación (3.21),

$$\text{DF} = \cos \phi_1 = \cos\left(-\frac{\alpha_2}{2}\right) \tag{10.40}$$

De la ecuación (3.23),

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\frac{\alpha_2}{2} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha_2)}{[\pi(\pi - \alpha_2)]^{1/2}} \tag{10.41}$$

b. $\alpha_1 = 0$ y $\alpha_2 = \pi/2$. Según la ecuación (10.30),

$$V_{\text{cd}} = \left(2 \times \frac{162}{\pi}\right)\left(1 + \cos\frac{\pi}{2}\right) = 103.13 \text{ V}$$

De la ecuación (10.32), $V_n = 0.5$ pu y

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha 2}^{\pi}(2V_s)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)$$

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{2}V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha_2}{2}\right)\right]^{1/2} = V_m = 162 \text{ V}$$

$$I_{s1} = I_a\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\frac{\pi}{4} = 0.6366I_a \qquad \text{y} \qquad I_s = 0.7071I_a$$

$$\text{HF} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} = 0.4835 \quad \text{o} \quad 48.35\%$$

$$\phi_1 = -\frac{\pi}{4} \qquad \text{y} \qquad \text{DF} = \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) = 0.7071$$

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(-\phi_1) = 0.6366 \text{ (retrasado)}$$

Nota: el desempeño de los convertidores completos en serie es semejante al de los semiconvertidores monofásicos.

Punto clave de la sección 10.7

- Los semiconductores y los convertidores completos se pueden conectar en serie para compartir el voltaje e incluso para mejorar el PF de entrada.

10.8 CONVERTIDORES DE DOCE PULSOS

Un puente trifásico produce un voltaje de salida de seis pulsos. Para aplicaciones de alta potencia como transmisión de cd de alto voltaje y propulsores de motores de cd, por lo general se requiere una salida de 12 pulsos para reducir los rizos de salida y para aumentar las frecuencias de rizo. Se pueden combinar dos puentes de 6 pulsos en serie o en paralelo para producir una salida efectiva de 12 pulsos. En la figura 10.12 se muestran dos configuraciones. Si se conecta un secundario en Y y el otro en delta (Δ) se puede lograr un desplazamiento de fase de 30° entre los devanados secundarios.

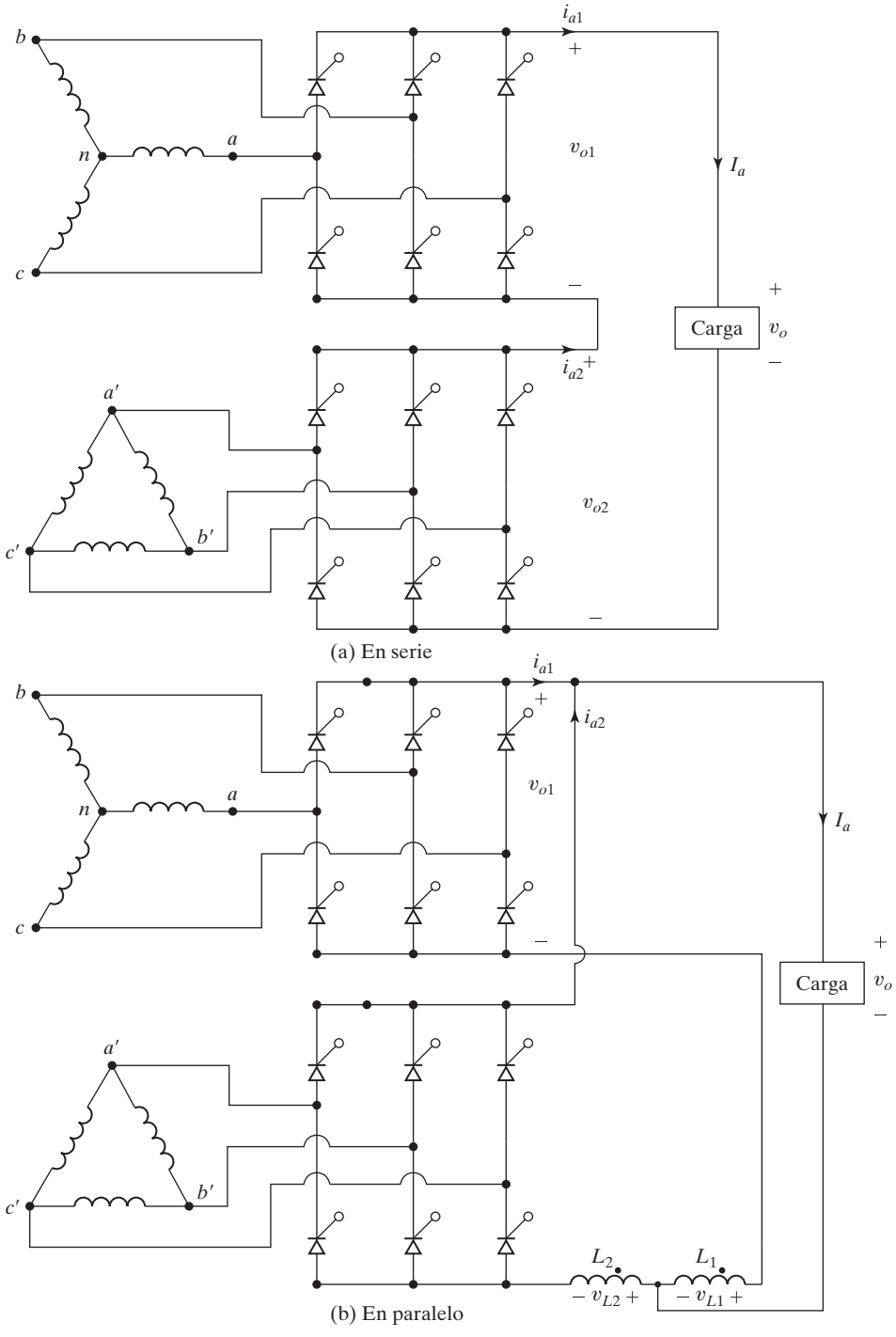


FIGURA 10.12

Configuraciones de salida de 12 pulsos.

Los dos convertidores de la figura 10.12a están conectados en serie y el voltaje de salida efectivo será dos veces el voltaje promedio de salida de un solo convertidor. Es decir, $v_o = v_{o1} + v_{o2}$. La misma corriente de carga $i_{a1} = i_{a2} = I_a$ fluye por ambos convertidores. Los dos convertidores de la figura 10.12b están conectados en paralelo y el voltaje de salida efectivo será el mismo que el de un solo convertidor $v_o = v_{o1} = v_{o2}$, pero la corriente compartida por cada convertidor será la mitad de la corriente total de carga I_a. Es decir, la corriente de carga I_a será dos veces la corriente de un solo convertidor, $i_{a1} + i_{a2} = 2i_{a1} = I_a$. Se conectan dos inductores iguales L_1 y L_2 para garantizar que la corriente se comparta por igual en condiciones dinámicas. Con la conexión en los inductores como se muestra, si la corriente a través del convertidor 1 se cae, la Ldi/dt que pasa a través de L_1 se reduce y se induce a través del inductor $L_2(=L_1)$ un voltaje igual correspondiente de polaridad opuesta. El resultado es una trayectoria de baja impedancia a través del convertidor 2 y la corriente se desvía hacia el convertidor 2.

10.9 DISEÑO DE CIRCUITOS DE CONVERTIDOR

El diseño de circuitos de convertidor requiere determinar las capacidades de los dispositivos de conmutación (por ejemplo, tiristores) y diodos. Los interruptores y los diodos se especifican según la corriente promedio, corriente rms, corriente pico y voltaje inverso pico. En el caso de los rectificadores controlados, las capacidades de corriente de los dispositivos dependen del ángulo de retardo (o control). Las capacidades de los dispositivos de potencia deben diseñarse en la condición del peor de los casos, y esto ocurre cuando el convertidor suministra el voltaje promedio de salida máximo V_{dm}.

La salida de los convertidores contiene armónicos que dependen del ángulo de control (o retardo) y por lo común la condición del peor caso suele prevalecer bajo el voltaje de salida mínimo. Los filtros de entrada y salida deben diseñarse en la condición de voltaje de salida mínimo. Los pasos implicados en el diseño de convertidores y filtros son parecidos a los del diseño de circuitos rectificadores de la sección 3.11.

Ejemplo 10.8 Cómo determinar las capacidades de los tiristores de un convertidor trifásico completo

El convertidor trifásico completo de la figura 10.3a funciona con una fuente trifásica de 230 V, 60 Hz. La carga es altamente inductiva y la corriente promedio de carga es $I_a = 150$ A con contenido de rizo insignificante. Si el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$, determine las capacidades de los tiristores.

Solución

Las formas de onda de las corrientes a través del tiristor se muestran en las figuras 10.3e-g. $V_s = 230/\sqrt{3} = 132.79$ V, $V_m = 187.79$ V, y $\alpha = \pi/3$. De la ecuación (10.17), $V_{cd} = 3(\sqrt{3}/\pi) \times 187.79 \times \cos(\pi/3) = 155.3$ V. La potencia de salida es $P_{cd} = 155.3 \times 150 = 23{,}295$ W. La corriente promedio de salida a través de un tiristor es $I_A = 150/3 = 50$ A. La corriente rms a través de un tiristor es $I_R = 150\sqrt{2/6} = 86.6$ A. La corriente pico a través de un tiristor es $I_{PT} = 150$ A. El voltaje inverso pico es la amplitud pico del voltaje de línea a línea PIV $= \sqrt{3}V_m = \sqrt{3} \times 187.79 = 325.27$ V.

Ejemplo 10.9 Cómo determinar el valor de un filtro C de salida para un convertidor monofásico completo

El convertidor monofásico completo de la figura 10.13 utiliza un control de ángulo de retardo y se alimenta con una fuente de 120 V, 60 Hz. (a) Aplique el método de la serie de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_o(t)$ y la corriente de carga $i_o(t)$ en función del ángulo de retardo α.

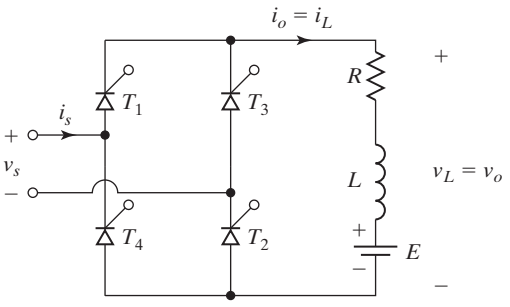


FIGURA 10.13
Convertidor monofásico completo con carga *RL*.

(b) Si $\alpha = \pi/3$, $E = 10$ V, $L = 20$ mH, y $R = 10\ \Omega$, determine el valor rms de la corriente del armónico de menor orden en la carga. (c) Si en (b) el capacitor filtro se conecta en a través de La carga, determine el valor del capacitor para reducir la corriente del armónico de menor orden a 10% del valor sin el capacitor. (d) Use PSpice para graficar el voltaje de salida y la corriente de carga así como para calcular la THD de la corriente de carga y el PF de entrada con el capacitor filtro de salida en (c).

Solución

a. La forma de onda del voltaje de salida se muestra en la figura 10.1d. La frecuencia del voltaje de salida es dos veces el de la fuente de suministro. El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_o(t) = V_{cd} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{10.42}$$

donde

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen}\omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha$$

$$a_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen}\omega t \cos n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}\left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1}\right]$$

$$b_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen}\omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi}\left[\frac{\operatorname{sen}(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\operatorname{sen}(n-1)\alpha}{n-1}\right]$$

La impedancia de carga es

$$Z = R + j(n\omega L) = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}\underline{/\theta_n}$$

y $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Dividiendo $v_o(t)$ de la ecuación (10.42) entre la impedancia de carga Z y simplificando los términos seno y coseno se obtiene la corriente instantánea de carga como

$$i_o(t) = I_{cd} + \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n - \theta_n) \tag{10.43}$$

donde $I_{cd} = (V_{cd} - E)/R$, $\phi_n = \tan^{-1}(A_n B_n)$, y

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}$$

b. Si $\alpha = \pi/3, E = 10\,\text{V}, L = 20\,\text{mH}, R = 10\,\Omega, \omega = 2\pi \times 60 = 377\,\text{rad/s}, V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.71\,\text{V}$, y $V_{cd} = 54.02\,\text{V}$.

$$I_{cd} = \frac{54.02 - 10}{10} = 4.40\,\text{A}$$

$$a_2 = -0.833, b_2 = -0.866, \phi_2 = -223.9°, \theta_2 = 56.45°$$

$$a_4 = 0.433, b_4 = -0.173, \phi_4 = -111.79°, \theta_4 = 71.65°$$

$$a_6 = -0.029, b_6 = 0.297, \phi_6 = -5.5°, \theta_6 = 77.53°$$

$$\begin{aligned} i_L(t) &= 4.4 + \frac{2V_m}{\pi[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}} [1.2\,\text{sen}(2\omega t + 223.9° - 56.45°) + 0.47\,\text{sen}(4\omega t \\ &\quad + 111.79° - 71.65°) + 0.3\,\text{sen}(6\omega t - 5.5° - 77.53°) + \cdots] \\ &= 4.4 + \frac{2 \times 169.71}{\pi[10^2 + (7.54n)^2]^{1/2}} [1.2\,\text{sen}(2\omega t + 167.45°) \\ &\quad + 0.47\,\text{sen}(4\omega t + 40.14°) + 0.3\,\text{sen}(6\omega t - 80.03°) + \cdots] \end{aligned} \tag{10.44}$$

El segundo armónico es el de menor orden y su valor rms es

$$I_2 = \frac{2 \times 169.71}{\pi[10^2 + (7.54 \times 2)^2]^{1/2}} \left(\frac{1.2}{\sqrt{2}}\right) = 5.07\,\text{A}$$

c. La figura 10.14 muestra el circuito equivalente para los armónicos. Utilizando la regla divisora de la corriente, la corriente armónica a través de la carga está dada por

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{1/(n\omega C)}{\{R^2 + [n\omega L - 1/(n\omega C)]^2\}^{1/2}}$$

Para $n = 2$ y $\omega = 337$,

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{1/(2 \times 377C)}{\{10^2 + [2 \times 7.54 - 1/(2 \times 377C)]^2\}^{1/2}} = 0.1$$

y ésta da $C = -670\,\mu\text{F}$ o $793\,\mu\text{F}$. Por tanto, $C = 793\,\mu\text{F}$.

d. El voltaje de suministro pico es $V_m = 169.7$ V. Para $\alpha_1 = 60°$, el tiempo de retardo es $t_1 = (60/360) \times (1000/60\,\text{Hz}) \times 1000 = 2777.78\,\mu\text{s}$ y el tiempo de retardo es $t_2 = (240/360) \times (1000/60\,\text{Hz}) \times 1000 = 11{,}111.1\,\mu\text{s}$. El circuito de convertidor monofásico completo para simulación con PSpice se muestra en la figura 10.15a. Los voltajes de compuerta V_{g1}, V_{g2}, V_{g3} y V_{g4} de los tiristores se muestran en la figura 10.15b. La definición del subcircuito del rectificador controlado de silicio modelo de tiristor (SCR) se describe en la sección 9.11.

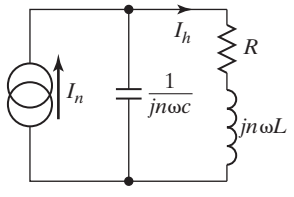


FIGURA 10.14
Circuito equivalente para determinar los armónicos.

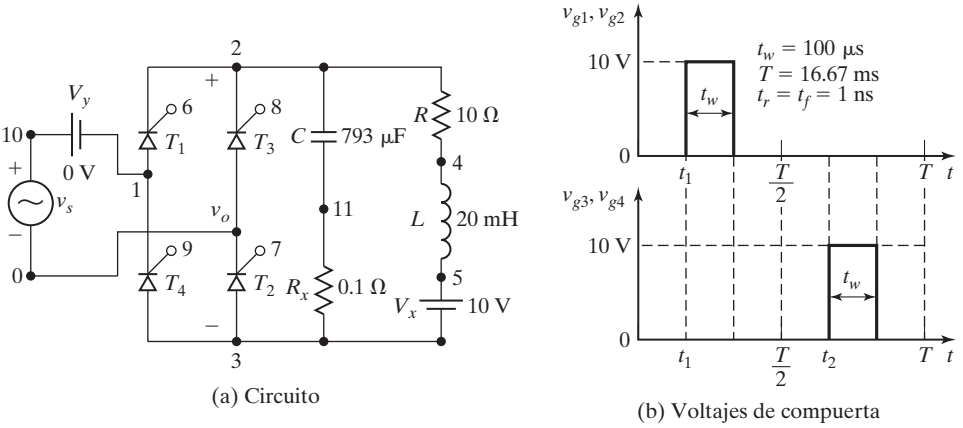


FIGURA 10.15

Convertidor monofásico completo para su simulación con PSpice.

La lista del archivo del circuito es la siguiente:

```
Ejemplo 10.9  Convertidor monofásico completo
VS    10    0   SIN (0  169.  7V  60HZ)
Vg1    6    2   PULSE (0V  10V   2777.8US  1NS  1NS  100US  16666.7US)
Vg2    7    0   PULSE (0V  10V   2777.8US  1NS  1NS  100US  16666.7US)
Vg3    8    2   PULSE (0V  10V  11111.1US  1NS  1NS  100US  16666.7US)
Vg4    9    1   PULSE (0V  10V  11111.1US  1NS  1NS  100US  16666.7US)
R      2    4   10
L      4    5   20MH
C      2   11   793UF
RX    11    3   0.1          ; Agregado para ayudar a la convergencia
VX     5    3   DC   10V     ; Voltaje de batería de carga
VY     10    1  DC   0V     ; Fuente de voltaje para medir la corriente de suministro
*  El subcircuito requiere el modelo de tiristor
XT1    1    6   2    SCR              ;  Thyristor T1
XT3    0    8   2    SCR              ;  Tiristor T3
XT2    3    7   0    SCR              ;  Tiristor T2
XT4    3    9   1    SCR              ;  Tiristor T4
*  El subcircuito SCR que falta debe ser insertado
.TRAN      10US    35MS    16.67MS         ; Análisis transitorio
.PROBE                                     ; Posprocesador gráfico
.options   abstol = 1.00u reltol = 1.0 m vntol = 0.1 ITL5=10000
.FOUR     120HZ     I(VX)                 ; Análisis de Fourier
.END
```

La figura 10.16 muestra las gráficas PSpice del voltaje de salida V (2,3) y la corriente de carga 1 (VX).

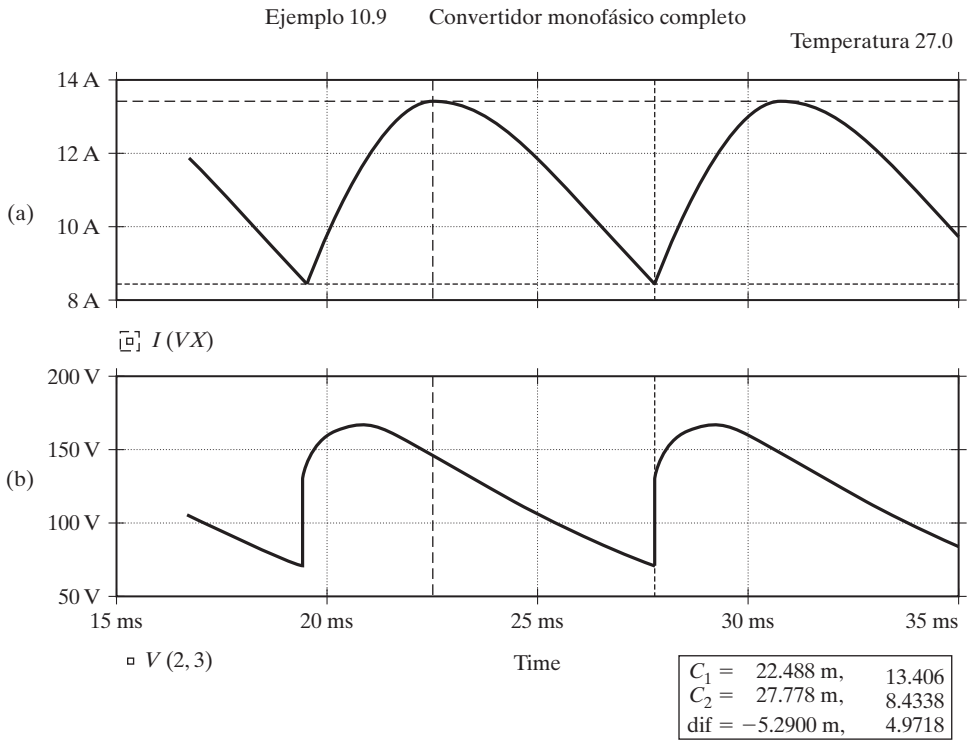


FIGURA 10.16

Gráficas SPICE para el ejemplo 10.9. (a) Corriente de suministro de entrada, y (b) Voltaje de salida.

Los componentes de Fourier de la corriente de carga son:

```
COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA I (VX)
COMPONENTE DE CD = 1.147163E+01
```

ARMÓNICO NÚM.	FRECUENCIA (HZ)	COMPONENT DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADO	FASE (GRAD)	FASE NORMALIZADA (GRAD)
1	1.200E+02	2.136E+00	1.000E+00	−1.132E+02	0.000E+00
2	2.400E+02	4.917E−01	2.302E−01	1.738E+02	2.871E+02
3	3.600E+02	1.823E−01	8.533E−02	1.199E+02	2.332E+02
4	4.800E+02	9.933E−02	4.650E−02	7.794E+01	1.912E+02
5	6.000E+02	7.140E−02	3.342E−02	2.501E+01	1.382E+02
6	7.200E+02	4.339E−02	2.031E−02	−3.260E+01	8.063E+01
7	8.400E+02	2.642E−02	1.237E−02	−7.200E+01	4.123E+01
8	9.600E+02	2.248E−02	1.052E−02	−1.126E+02	6.192E+01
9	1.080E+03	2.012E−02	9.420E−03	−1.594E+02	−4.617E+01

```
DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA = 2.535750E+01 POR CIENTO
```

Para determinar el PF de entrada necesitamos determinar los componentes de Fourier de la corriente de entrada, que son iguales a los de la corriente a través de la fuente VY.

```
COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA I (VY)
COMPONENTE DE CD = 1.013355E-02
```

ARMÓNICO NÚM.	FRECUENCIA (HZ)	COMPONENT DE FOURIER	COMPONENTE NORMALIZADO	FASE (GRAD)	FASE NORMALIZADA (GRAD)
1	6.000E+01	2.202E+01	1.000E+00	5.801E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.073E-02	9.415E-04	4.033E+01	-1.768E+01
3	1.800E+02	1.958E+01	8.890E-01	-3.935E+00	-6.194E+01
4	2.400E+02	2.167E-02	9.841E-04	-1.159E+01	-6.960E+01
5	3.000E+02	1.613E+01	7.323E-01	-5.968E+01	-1.177E+02
6	3.600E+02	2.218E-02	1.007E-03	-6.575E+01	-1.238E+02
7	4.200E+02	1.375E+01	6.243E-01	-1.077E+02	-1.657E+02
8	4.800E+02	2.178E-02	9.891E-04	-1.202E+02	-1.783E+02
9	5.400E+02	1.317E+01	5.983E-01	-1.542E+02	-2.122E+02

```
DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA = 1.440281E+02 POR CIENTO
```

THD = 144% = 1.44
Ángulo de desplazamiento $\phi_1 = 58.01°$

$$\begin{aligned} \text{DF} &= \cos\phi_1 = \cos(-58.01) = 0.53 \text{ (retrasado)} \\ \text{PF} &= \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\phi_1 = \frac{1}{[1 + (\%\text{THD}/100)^2]^{1/2}}\cos\phi_1 \\ &= \frac{1}{(1 + 1.44^2)^{1/2}} \times 0.53 = 0.302 \text{ (retrasado)} \end{aligned} \tag{10.45}$$

Notas:

1. Los análisis precedentes son válidos sólo si el ángulo de retardo α es mayor que α_0, lo cual está dado por

$$\alpha_0 = \text{sen}^{-1}\frac{E}{V_m} = \text{sen}^{-1}\frac{10}{169.71} = 3.38°$$

2. Debido al capacitor filtro C, una alta corriente de carga pico fluye desde la fuente, y la THD de la corriente de entrada tiene un valor alto de 144%.
3. Sin el capacitor C, la corriente de carga se vuelve discontinua, la corriente pico de carga del segundo armónico es $i_{2(\text{pico})} = 5.845$ A, la I_{cd} es 6.257 A, la THD de la corriente de carga es 14.75%, y la THD de la corriente de entrada es 15.66%.

Punto clave de la sección 10.9

- El diseño de un circuito de convertidor requiere (a) calcular las capacidades de corriente de los dispositivos de potencia; (b) determinar la serie de Fourier del voltaje de salida y la corriente de entrada, y (c) calcular los valores de los filtros de entrada y salida en condiciones del peor de los casos.

10.10 EFECTOS DE LAS INDUCTANCIAS DE CARGA Y FUENTE

En la ecuación (10.44) observamos que los armónicos de la corriente de carga dependen de las inductancias de la carga. En el ejemplo 10.4, el PF de entrada se calcula para una carga puramente resistiva y en el ejemplo 10.5 para una carga altamente inductiva. También podemos observar que el PF de entrada depende del PF de la carga.

En las derivaciones de los voltajes de salida y los criterios de desempeño de los convertidores, supusimos que la fuente no tiene inductancias ni resistencias. Normalmente, los valores de las resistencias de línea son pequeños y se pueden ignorar. La cantidad de caída de voltaje debido a las inductancias de la fuente es igual a la de los rectificadores y no cambia debido al control de fase. La ecuación (3.82) se puede aplicar para calcular la caída de voltaje ocasionada por la reactancia de conmutación de línea L_c. Si todas las inductancias de línea son iguales, la ecuación (3.83) da la caída de voltaje como $V_{6x} = 6fL_cI_{cd}$ para un convertidor trifásico completo.

La caída de voltaje no depende del ángulo de retardo α_1 en funcionamiento normal. Sin embargo, el ángulo de conmutación (o traslape) μ varía con el ángulo de retardo. A medida que éste se incrementa, el ángulo de traslape se reduce, como se ilustra en la figura 10.17. La integral volts-tiempo que se ilustra mediante áreas achuradas es igual a $I_{cd}L_c$ y es independiente de los voltajes. A medida que el voltaje de fase de conmutación aumenta, el tiempo de conmutación requerido se reduce, pero los "volts-segundos" no cambian.

Si V_x es la caída de voltaje promedio por conmutación ocasionada por el traslape y V_y es la reducción de voltaje promedio debido al control de ángulo de fase, el voltaje promedio de salida para un ángulo de retardo α es

$$V_{cd}(\alpha) = V_{cd}(\alpha = 0) - V_y = V_{dm} - V_y \tag{10.46}$$

y

$$V_y = V_{dm} - V_{cd}(\alpha) \tag{10.47}$$

donde V_{dm} = voltaje de salida promedio máximo posible. El voltaje promedio de salida con ángulo de traslape μ y dos conmutaciones es

$$V_{cd}(\alpha + \mu) = V_{cd}(\alpha = 0) - 2V_x - V_y = V_{dm} - 2V_x - V_y \tag{10.48}$$

Sustituyendo V_y de la ecuación (10.47) en la ecuación (10.48), podemos escribir la caída de voltaje debida al traslape como

$$2V_x = 2f_sI_{cd}L_c = V_{cd}(\alpha) - V_{cd}(\alpha + \mu) \tag{10.49}$$

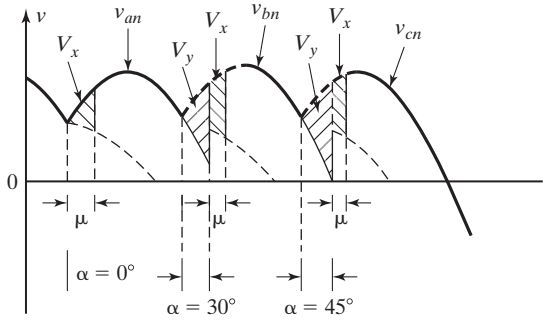


FIGURA 10.17

Relación entre el ángulo de retardo y el ángulo de traslape.

El ángulo de traslape μ se puede determinar por la ecuación (10.49) para valores conocidos de la corriente de carga I_{cd}, inductancia de conmutación L_c, y ángulo de retardo α. Es importante observar que la ecuación (10.49) es aplicable sólo a un convertidor monofásico completo.

Ejemplo 10.10 Cómo determinar el ángulo de traslape para un convertidor trifásico completo

Un convertidor trifásico completo se alimenta de una fuente trifásica de 230 V, 60 Hz. La corriente de carga es continua y su rizo es insignificante. Si la corriente promedio de carga es $I_{cd} = 150$ A y la inductancia de conmutación es $L_c = 0.1$ mH, determine el ángulo de traslape cuando (a) $\alpha = 10°$, (b) $\alpha = 30°$ y (c) $\alpha = 60°$.

Solución

$V_m = \sqrt{2} \times 230/\sqrt{3} = 187.79$ V y $V_{dm} = 3\sqrt{3}V_m/\pi = 310.61$ V. Con la ecuación (10.15) $V_{cd}(\alpha) = 310.6 \cos \alpha$ y

$$V_{cd}(\alpha + \mu) = 310.61 \cos(\alpha + \mu)$$

Para un convertidor trifásico, la ecuación (10.49) se puede modificar como sigue:

$$6V_x = 6f_s I_{cd} L_c = V_{cd}(\alpha) - V_{cd}(\alpha + \mu) \tag{10.50}$$
$$6 \times 60 \times 150 \times 0.1 \times 10^{-3} = 310.61[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

a. Para $\alpha = 10°$, $\mu = 4.66°$

b. Para $\alpha = 30°$, $\mu = 1.94°$

c. Para $\alpha = 60°$, $\mu = 1.14°$.

Ejemplo 10.11 Cómo determinar el valor mínimo del ancho de pulso de compuerta para un convertidor monofásico completo

La corriente de retención de los tiristores del convertidor monofásico completo de la figura 10.1a es $I_H = 500$ mA y el tiempo de retardo es $t_d = 1.5$ μs. El convertidor se alimenta con una fuente de 120 V, 60 Hz y tiene una carga de $L = 10$ mH y $R = 10\ \Omega$. El convertidor funciona con un ángulo de retardo $\alpha = 30°$. Determine el valor mínimo del ancho de pulso de compuerta t_G.

Solución

$I_H = 500$ mA $= 0.5$ A, $t_d = 1.5$ μs, $\alpha = 30° = \pi/6$, $L = 10$ mH, y $R = 10\ \Omega$. El valor instantáneo del voltaje de entrada es $v_s(t) = V_m$ sen ωt, donde $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

En $\omega t = \alpha$,

$$V_1 = v_s(\omega t = \alpha) = 169.7 \times \text{sen}\frac{\pi}{6} = 84.85 \text{ V}$$

La velocidad de subida de la corriente del ánodo di/dt en el instante del disparo es aproximadamente

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_1}{L} = \frac{84.85}{10 \times 10^{-3}} = 8485 \text{ A/s}$$

Si di/dt se supone constante durante un corto tiempo después del disparo, el tiempo t_1 requerido para que la corriente del ánodo suba al nivel de la corriente de retención se calcula desde $t_1 \times (di/dt) = I_H$ o t_1 x 8485 = 0.5 y ésta da $t_1 = 0.5/8485 = 58.93$ μs. Por consiguiente, el ancho mínimo del pulso de compuerta es

$$t_G = t_1 + t_d = 58.93 + 1.5 = 60.43 \text{ μs}$$

Puntos clave de la sección 10.10

- Los armónicos de la corriente de carga y el PF de entrada dependen del PF de la carga.
- Una fuente práctica tiene una reactancia de fuente. Por consiguiente, la transferencia de corriente de un dispositivo a otro no será instantánea. Habrá un traslape conocido como ángulo de conmutación o traslape, el cual reducirá el voltaje efectivo de salida del convertidor.

RESUMEN

En este capítulo vimos que el voltaje promedio de salida (y potencia de salida) de los convertidores ca-cd se puede controlar al variar el tiempo de conducción de los dispositivos de potencia. Dependiendo de los tipos de alimentación, los convertidores pueden ser monofásicos o trifásicos. Para cada tipo de alimentación, pueden ser semiconvertidores o convertidores completos de media onda. Los semiconvertidores y los convertidores completos se utilizan extensamente en aplicaciones prácticas. Aunque los semiconvertidores proporcionan un mejor PF de entrada que los convertidores completos, estos convertidores sólo son adecuados para funcionar en un cuadrante. Los convertidores completos y los convertidores duales permiten un funcionamiento en dos y cuatro cuadrantes, respectivamente. Por lo común se utilizan convertidores trifásicos en aplicaciones de alta potencia y la frecuencia de los rizos de salida es más alta.

El PF de entrada, que depende de la carga, se puede mejorar y la capacidad de voltaje se puede incrementar mediante la conexión en serie de los convertidores. Con conmutaciones forzadas el PF se puede mejorar aún más y ciertos armónicos de menor orden se pueden reducir o eliminar.

La corriente de carga podría ser continua o discontinua dependiendo de la constante de tiempo de la carga y el ángulo de retardo. Para analizar los convertidores se utiliza el método de las series de Fourier. Sin embargo, se pueden usar otras técnicas (por ejemplo, el método de función de transferencia o de multiplicación espectral de la función de conmutación) para analizar circuitos de conmutación de potencia. El control de ángulo de retardo no afecta la caída de voltaje debido a las inductancias de conmutación, y esta caída es igual a la de los diodos rectificadores normales.

REFERENCIAS

[1] Rodríguez J., y A. Weinstein. (2011). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. Burlington, MA. Elsevier Publishing. Capítulo 11, Single-Phase Controlled Rectifiers.

[2] Dixon, J. (2012). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. Burlington, MA. Elsevier Publishing. Capítulo 12, Three-Phase Controlled Rectifiers.

[3] Ziogas, P.D., L. Morán, G. Joos, y D. Vincenti. (1990). "A refined PWM scheme for voltage and current source converters". *IEEE-IAS Annual Meeting*. (979-983).

[4] Wu, R., S. B. Dewan, y G.R. Slemon. (1991). "Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 27, núm. 2. Marzo/abril. (355-364).

[5] Kwon, B.H., y B.D. Min. (1993). "A fully software-controlled PWM rectifier with current link". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 40, núm. 3. Junio. (355-363).

[6] Pan, C.T., y J.J. Shieh. (2000). "A new space-vector control-strategies for three-phase step-up/ down ac/dc converter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* Vol. 47, núm. 1. Febrero. (25-35).

[7] Enjeti, P.N., y A. Rahman. (1993). "A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 29, núm. 4. Julio/agosto. (806-813).

[8] Pan, C.T., y J.J. Shieh. (1999). "A single-stage three-phase boost-buck AC/DC converter based on generalized zero-space vectors". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 14, núm. 5. Septiembre. (949-958).

[9] Taek, H. y T. A. Lipo. (1996). "VSI-PWM rectifier/inverter system with reduced switch count", *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 32, núm. 6. Noviembre/diciembre. (1331-1337).

[10] Rodríguez, J., y A. Weinstein. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. San Diego, CA. Academic Press. Capítulo 11, Single-Phase Controlled Rectifiers.

[11] Dixon, J. (2001). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid, San Diego, CA. Academic Press. Capítulo 12, Three-Phase Controlled Rectifiers.

[12] Ziogas, P.D. (1980). "Optimum voltage and harmonic control PWM techniques for 3-phase static UPS systems". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA-I6, núm. 4. (542-546).

[13] Ziogas, P.D., L. Morán, G. Joos, y D. Vincenti. (1990). "A refined PWM scheme for voltage and current source converters". *IEEE-IAS Annual Meeting*. (983-997).

[14] Boost, M.A., y P. Ziogas. (1988). "State-of-the-Art PWM techniques, a critical evaluation". *IEEE Transactions on Industrial Applications*. Vol. 24, núm. 2. Marzo/abril. (271-280).

[15] Ruan, X., L. Zhou, y Y. Yan. (2001). "Soft-switching PWM three-level converters". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 16, núm. 5. Septiembre. (612-622).

[16] Wu, R., S. B. Dewan, y G. R. Slemon. (1990). "A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 26, núm. 5. Septiembre/octubre. (880-885).

[17] Dixon, J.W. y B.T. Ooi. (1988). "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier". *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* Vol. 35, núm. 4. Noviembre. (508-515).

[18] Wu., R., S. B. Dewan, y G. R. Slemon. (1991). "Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 27, núm. 2. Marzo/abril. (355-364).

[19] Itoh, R., y K. Ishizaka. (1991) "Three-phase flyback AC-DC converter with sinusoidal supply currents". *IEE Proceedings Electric Power Applications, Part B*. Vol. 138, núm. 3. Mayo. (143-151).

[20] Pan, C.T., y T. C. Chen. (1994). "Step-up/down three-phase AC to DC convertor with sinusoidal input current and unity power factor". *IEE Proceedings Electric Power Applications*. Vol. 141, núm. 2. Marzo. (77-84).

[21] Pan, C.T., y J.J. Shieh. (2000). "A new space-vector control strategies for three-phase stop-up/down ac/dc converter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 47, núm. 1. Febrero. (25-35).

[22] Boys, J.T., y A. W. Creen. (1989). "Current-forced single-phase reversible rectifier". *IEE Proceedings Electric Power Applications,* Part B. Vol. 136, núm. 5. Septiembre. (205-211).

[23] Enjeti, P.N., y A. Rahman. (1993). "A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 29, núm. 4. Julio/agosto. (806-813).

[24] Covic, G.A., G. L. Peters, y J. T. Boys. (1995). "An improved single phase to three phase converter for low cost AC motor driver". *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Vol. 1. (549-554).

[25] Pan, C.T., y J.J. Shieh. (1999). "A single-stage three-phase boost-buck AC/DC converter based on generalized zero-space vectors". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 14, núm. 5. Septiembre. (949-958).

[26] Taek, H., y T. A. Lipo. (1996). "VSI-PWM rectifier/inverter system with reduced switch count". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 32, núm. 6. Noviembre/diciembre. (1331-1337).

[27] Rashid, M.H. (2004). *Power Electronics-Circuits*, *Devices and Applications*. Upper Saddle River, NJ. Pearson Education, Inc. 3a. ed. Capítulo 10.

PREGUNTAS DE REPASO

10.1 ¿Qué es una conmutación natural o de línea?
10.2 ¿Qué es un rectificador controlado?
10.3 ¿Qué es un convertidor?
10.4 ¿Qué es un control de convertidores por ángulo de retardo?
10.5 ¿Qué es un convertidor completo? Dibuje dos circuitos de convertidor completo.
10.6 ¿Qué es un convertidor dual? Dibuje dos circuitos de convertidor dual.
10.7 ¿Cuál es el principio de control por fase?
10.8 ¿Cuál es la causa de la corriente circulante en convertidores duales?
10.9 ¿Por qué se requiere un inductor de corriente circulante en convertidores duales?
10.10 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los convertidores en serie?
10.11 ¿Cómo se relaciona el ángulo de retardo de un convertidor con el ángulo de retardo del otro convertidor en un sistema de convertidor dual?
10.12 ¿Qué es el modo de inversión de los convertidores?
10.13 ¿Qué es el modo de rectificación de los convertidores?
10.14 ¿Cuál es la frecuencia del armónico de menor orden en convertidores trifásicos?
10.15 ¿Cuál es la frecuencia del armónico de menor orden en convertidores trifásicos completos?
10.16 ¿Cómo se activan y desactivan los tiristores apagados por compuerta?
10.17 ¿Cómo se activa y desactiva un tiristor con control de fase?
10.18 ¿Qué es una conmutación forzada? ¿Cuáles son las ventajas de la conmutación forzada para convertidores ca-cd?
10.19 ¿Qué es el control de modulación por ancho de pulso de convertidores?
10.20 ¿Qué es el control de modulación por ancho de pulso senoidal de un convertidor?
10.21 ¿Qué es el índice de modulación?
10.22 ¿Cómo se hace que varíe el voltaje de salida de un convertidor de control por fase?
10.23 ¿Cómo se hace que varíe el voltaje de salida de un convertidor de control de PWM senoidal?
10.24 ¿Depende el ángulo de conmutación del ángulo de retardo de los convertidores?
10.25 ¿Depende la caída de voltaje, debido a inductancias de conmutación, del ángulo de retardo de los convertidores?
10.26 ¿Depende el factor de potencia de entrada de los convertidores del factor de potencia de carga?
10.27 ¿Dependen los voltajes de rizo de salida de los convertidores del ángulo de retardo?

PROBLEMAS

10.1 El convertidor de la figura P10.1 está conectado a una fuente de 120 V, 60 Hz y tiene una carga puramente resistiva $R = 10\ \Omega$. Si el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/2$, determine **(a)** la eficiencia de rectificación; **(b)** el factor de forma (FF); **(c)** el factor de rizo (RF); **(d)** el TUF, y **(e)** el voltaje inverso pico (PIV) del tiristor T_1.

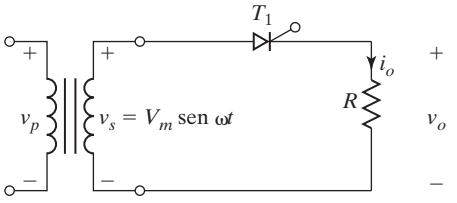


FIGURA P10.1

10.2 Un convertidor monofásico de media onda como el de la figura P10.1 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz. Si la carga resistiva es $R = 5\ \Omega$ y el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$, determine **(a)** la eficiencia; **(b)** el factor de forma; **(c)** el factor de rizo; **(d)** el factor de utilización del transformador, y **(e)** el voltaje pico inverso (PIV) del tiristor T_1.

10.3 El convertidor monofásico de media onda de la figura P10.1 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz y la carga resistiva es $R = 5\ \Omega$. Si el voltaje promedio de salida es el 25% del voltaje promedio de salida máximo, calcule **(a)** el ángulo de retardo; **(b)** las corrientes rms y promedio de salida; **(c)** las corrientes promedio y rms del tiristor, y **(d)** el factor de potencia de entrada.

10.4 El convertidor monofásico de media onda de la figura P10.1 se alimenta con una fuente de 120 V, 60 Hz y un diodo de conducción libre se conecta en paralelo con la carga. La carga se compone de la conexión en serie de una resistencia $R = 5\ \Omega$, una inductancia $L = 5$ mH y un voltaje de batería $E = 20$ V. **(a)** Exprese el voltaje instantáneo en una serie de Fourier, y **(b)** determine el valor rms de la corriente armónica de menor orden. Suponga $\alpha = \dfrac{\pi}{6}$.

10.5 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 está conectado a una fuente de 120 V, 60 Hz. Se puede suponer que la corriente de carga I_a es continua y que su contenido de rizo es insignificante. La relación de vueltas del transformador es unitaria. **(a)** Exprese la corriente de entrada en una serie de Fourier; determine el factor armónico de la corriente de entrada, el factor de desplazamiento y el factor de potencia de entrada. **(b)** Si el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/2$, calcule V_{cd}, V_{rms}, HF, DF y PF.

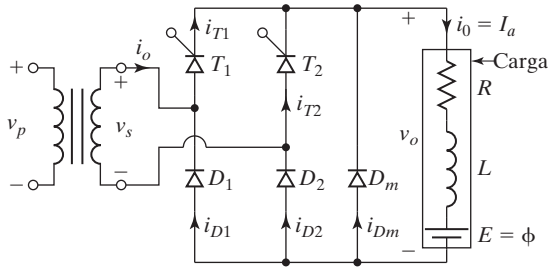


FIGURA P10.5

10.6 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 tiene una carga RL de $L = 6.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms) a 60 Hz. Determine **(a)** la corriente de carga I_{Lo} cuando $\omega t = 0$ y la corriente de carga I_{L1} cuando $\omega t = \alpha = 60°$; **(b)** la corriente promedio I_A del tiristor; **(c)** la corriente rms I_R del tiristor; **(d)** la corriente rms I_{rms} de salida; **(e)** la corriente promedio de salida I_{cd}, y **(f)** el valor crítico del ángulo de retardo α_c para la continuidad de la corriente de carga.

10.7 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua con contenido de rizo insignificante. La relación de vueltas del transformador es unitaria. Si el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/6$, calcule **(a)** el factor armónico de la corriente de entrada; **(b)** el factor de desplazamiento, y **(c)** el factor de potencia de entrada.

10.8 Repita el problema 10.3 para el semiconvertidor monofásico de la figura P10.5.

10.9 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz. La carga consta de una resistencia $R = 5\ \Omega$, una inductancia $L = 5$ mH, y un voltaje de batería $E = 20$ V conectados en serie. **(a)** Exprese el voltaje de salida en una serie de Fourier, y **(b)** determine el valor rms de la corriente armónica de menor orden.

10.10 Repita el problema 10.7 para el convertidor monofásico completo de la figura 10.1a.

10.11 Repita el problema 10.3 para el convertidor monofásico completo de la figura 10.1a.

10.12 Repita el problema 10.9 para el convertidor monofásico completo de la figura 10.1a.

10.13 El convertidor dual de la figura 10.2a funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz y suministra una corriente promedio sin rizo de $I_{cd} = 25$ A. La inductancia circulante es $L_r = 5$ mH, y los ángulos de retardo son α_1 −30° y $\alpha_2 = 150°$. Calcule la corriente circulante pico y la corriente pico del convertidor 1.

10.14 El semiconvertidor monofásico en serie de la figura P10.14 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz y la resistencia de carga es $R = 5\ \Omega$. Si el voltaje promedio de salida es 75% del voltaje promedio de salida máximo posible, calcule **(a)** los ángulos de retardo de los convertidores; **(b)** las corrientes rms y promedio de salida; **(c)** las corrientes promedio y rms de los tiristores, y **(d)** el factor de potencia de entrada.

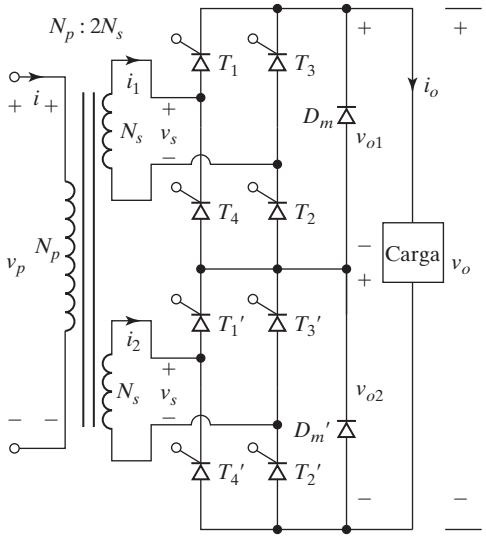


FIGURA P10.14

10.15 Un semiconvertidor monofásico en serie de la figura P10.14 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua y el contenido de rizo es insignificante. La relación de vueltas del transformador es $N_p/N_s = 2$. Si los ángulos de retardo son $\alpha_1 = 0$ y $\alpha_2 = \pi/3$, calcule **(a)** el factor armónico de la corriente de entrada; **(b)** el factor de desplazamiento y **(c)** el factor de potencia de entrada.

10.16 Repita el problema 10.14 para el convertidor monofásico completo en serie de la figura 10.11a.

10.17 Repita el problema 10.15 para el convertidor monofásico completo en serie de la figura 10.11a.

10.18 El convertidor trifásico de media onda de la figura P10.18 se opera con una fuente trifásica de 208 V, 60 Hz conectada en Y, y la resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. Si se requiere obtener un voltaje promedio de salida de 50% del voltaje de salida máximo posible, calcule **(a)** el ángulo de retardo α; **(b)** las corrientes rms y promedio de salida; **(c)** las corrientes promedio y rms del tiristor; **(d)** la eficiencia de rectificación; **(e)** el TUF, y **(f)** el PF de entrada.

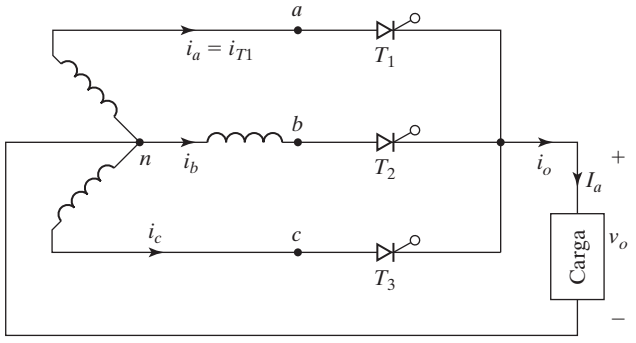


FIGURA P10.18

10.19 El convertidor trifásico de media onda de la figura P10.18 funciona con una fuente trifásica conectada en Y de 220 V, 60 Hz y se conecta un diodo de conducción libre en paralelo con la carga. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua y el contenido de rizo es insignificante. Si el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$, calcule **(a)** el factor armónico de la corriente de entrada; **(b)** el factor de desplazamiento, y **(c)** el factor de potencia de entrada.

10.20 El convertidor trifásico de media onda de la figura P10.18 funciona con una fuente de voltaje trifásica conectada en Y de 220 V, 60 Hz y la resistencia de carga es $R = 5\ \Omega$. Si el voltaje promedio de salida es 25% del voltaje de salida promedio máximo posible, calcule **(a)** el ángulo de retardo; **(b)** las corrientes rms y promedio de salida; **(c)** las corrientes promedio y rms del tiristor; **(d)** la eficiencia de rectificación; **(e)** el factor de uso del transformador, y **(f)** el factor de potencia de entrada.

10.21 El convertidor trifásico de media onda de la figura P10.18 funciona con una fuente trifásica conectada en Y de 220 V, 60 Hz, y se conecta un diodo de conducción libre en paralelo con la carga. La carga consiste en una resistencia $R = 10\ \Omega$, una inductancia $L = 5$ mH, y un voltaje de batería $E = 20$ V conectados en serie. **(a)** Exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier, y **(b)** determine el valor rms del armónico de menor orden en la corriente de salida. Suponga $\alpha = \dfrac{\pi}{6}$.

10.22 El semiconvertidor trifásico de la figura P10.22 funciona con una fuente trifásica conectada en Y de 208 V, 60 Hz y la resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$. Se requiere obtener un voltaje promedio de salida de 50% del voltaje de salida máximo posible, calcule **(a)** el ángulo de retardo α; **(b)** las corrientes rms y promedio de salida; **(c)** las corrientes promedio y rms del tiristor; **(d)** la eficiencia de rectificación, **(e)** el TUF, y **(f)** el PF de salida.

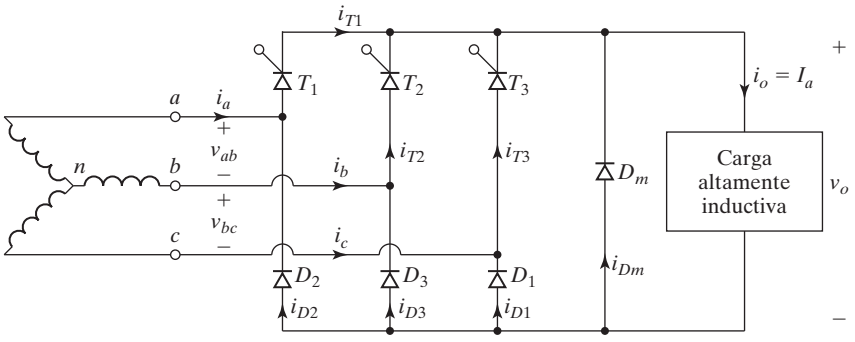


FIGURA P10.22

10.23 El semiconvertidor trifásico de la figura P10.22 funciona con una fuente trifásica conectada en Y de 220 V, 60 Hz. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua con contenido de rizo insignificante. La relación de vueltas del transformador es unitaria. Si el ángulo de retardo es $\alpha = 2\pi/3$, calcule **(a)** el factor armónico de la corriente de entrada; **(b)** el factor de desplazamiento, y **(c)** el factor de potencia de entrada.

10.24 Repita el problema 10.20 para el semiconvertidor trifásico de la figura P10.22.

10.25 Repita el problema 10.20 si el voltaje promedio de salida es 90% del voltaje de salida máximo posible.

10.26 Repita el problema 10.21 para el semiconvertidor trifásico de la figura P10.22. Suponga que L = 5 mH.

10.27 Repita el problema 10.23 para el convertidor trifásico completo de la figura 10.3a.

10.28 Repita el problema 10.20 para el convertidor trifásico completo de la figura 10.3a.

10.29 Repita el problema 10.21 para el convertidor trifásico completo de la figura 10.3a.

10.30 El convertidor dual trifásico de la figura 10.4a funciona con una fuente trifásica conectada en Y de 220 V, 60 Hz y la resistencia de carga es $R = 5\ \Omega$. La inductancia circulante es $L_r = 5$ mH, y los ángulos de retardo son $\alpha_1 = 60°$ y $\alpha_2 = 120°$. Calcule la corriente circulante pico y la corriente pico de los convertidores.

10.31 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 tiene una carga RL de $L = 1.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, y $E = 0$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms) a 60 Hz. **(a)** Determine (1) la corriente de carga I_o en $\omega t = 0$ y la corriente de carga I_1 en $\omega t = \alpha = 30°$, (2) la corriente promedio del tiristor I_A; (3) la corriente rms del tiristor I_R; (4) la corriente rms de salida I_{rms}, y (5) la corriente promedio de salida I_{cd}. **(b)** Use SPICE para verificar sus resultados.

10.32 El convertidor monofásico completo de la figura 10.1a tiene una carga RL de $L = 4.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, y $E = 10$ V. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a (rms), 60 Hz. **(a)** Determine (1) la corriente de carga I_o cuando $\omega t = \alpha = 30°$; (2) la corriente promedio del tiristor I_A; (3) la corriente rms del tiristor I_R; (4) la corriente rms de salida I_{rms}, y (5) la corriente promedio de salida I_{cd}. **(b)** Use SPICE para verificar sus resultados.

10.33 El convertidor trifásico completo de la figura 10.3a tiene una carga de $L = 1.5$ mH, $R = 1.5\ \Omega$, y $E = 0$ V. El voltaje de entrada de línea a línea es $V_{ab} = 208$ V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = \pi/6$. **(a)** Determine (1) la corriente de carga en estado estable I_1 en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ (o $\omega t = \pi/6 + \alpha$; (2) la corriente promedio del tiristor I_A; (3) la corriente rms del tiristor I_R; (4) la corriente rms de salida I_{rms}, y (5) la corriente promedio de salida I_{cd}. **(b)** Use SPICE para verificar sus resultados.

10.34 El convertidor monofásico completo de la figura 10.5 funciona con control de ángulo simétrico como se muestra en la figura P10.34. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua, donde el contenido de rizo es insignificante. **(a)** Exprese la corriente de entrada del convertidor en una serie de Fourier y determine el HF de la corriente de entrada, el DF y el PF de entrada. **(b)** Si el ángulo de conducción es $\alpha = \pi/3$ y el voltaje de entrada pico es $V_m = 169.93$ V, calcule V_{cd}, V_{rms}, HF, DF, y PF.

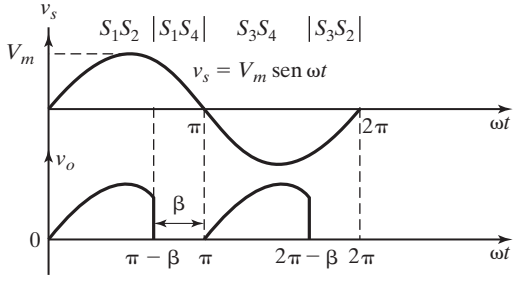


FIGURA P10.34

10.35 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 funciona con una fuente de 120 V, 60 Hz, y utiliza un control de ángulo de extinción. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua y su contenido de rizo es insignificante. Si el ángulo de extinción es $\beta = \pi/3$, calcule **(a)** las salidas V_{cd} y V_{rms}; **(b)** el factor armónico de la corriente de entrada; **(c)** el factor de desplazamiento, y **(d)** el factor de potencia de entrada.

10.36 Repita el problema 10.35 para el convertidor monofásico completo de la figura 10.5a.

10.37 Repita el problema 10.35 si se utiliza un control de ángulo simétrico.

10.38 Repita el problema 10.35 si se utiliza un control de ángulo de extinción.

10.39 El semiconvertidor monofásico de la figura P10.5 funciona con control de PWM senoidal y se alimenta con una fuente de 120 V, 60 Hz. La corriente de carga con un valor promedio de I_a es continua con contenido de rizo insignificante. Hay cinco pulsos por medio ciclo y los pulsos son $\alpha_1 = 7.93°$, $\delta_1 = 5.82°$, $\alpha_2 = 30°$, $\delta_2 = 16.25°$, $\alpha_3 = 52.07°$, $\delta_3 = 127.93°$, $\alpha_4 = 133.75°$, $\delta_4 = 16.25°$, y $\alpha_5 = 166.25°$, $\delta_5 = 5.82°$. Calcule **(a)** el V_{cd} y V_{rms}; **(b)** el factor armónico de la corriente de entrada; **(c)** el factor de desplazamiento, y **(d)** el factor de potencia de entrada.

10.40 Repita el problema 10.39 para cinco pulsos por medio ciclo con ancho de pulso igual, $M = 0.8$.

10.41 Un semiconvertidor trifásico como el de la figura P10.22 funciona con una fuente trifásica conectada en Y de 220 V, 60 Hz. La corriente de carga es continua y su contenido de rizo es insignificante. La corriente de carga promedio es $I_{cd} = 150$ A y la inductancia de conmutación por fase es $L_c = 0.5$ mH. Determine el ángulo de traslape si **(a)** $\alpha = \pi/6$, y **(b)** $\alpha = \pi/3$.

10.42 La corriente de retención de los tiristores en el convertidor trifásico completo de la figura 10.3a es $I_H = 200$ mA y el tiempo de retardo es 2.5 μs. El convertidor se alimenta con una fuente trifásica conectada en Y de 208 V, 60 Hz, y tiene una carga de $L = 8$ mH y $R = 1.5\ \Omega$; funciona con un ángulo de retardo $\alpha = 60°$. Determine el ancho mínimo del pulso de compuerta t_G.

10.43 Repita el problema 10.42 si $L = 0$.

CAPÍTULO 11

Controladores de voltaje de CA

Al concluir este capítulo, los estudiantes deberán ser capaces de hacer lo siguiente.

- Enumerar los tipos de controladores de voltaje de ca.
- Describir el funcionamiento de controladores de voltaje de ca.
- Describir las características de los controladores de voltaje de ca.
- Enumerar los parámetros de desempeño de los controladores de voltaje de ca.
- Describir el funcionamiento de los controladores matriciales.
- Diseñar y analizar los controladores de voltaje de ca.
- Evaluar el desempeño de los rectificadores controlados por simulaciones SPICE.
- Evaluar los efectos de la inductancia de carga en la corriente de carga.

Símbolos y su significado

Símbolos	Significado
$\alpha; \beta$	Ángulos de retardo y extinción, respectivamente.
$f_s; f_o$	Frecuencias de suministro de entrada y de salida, respectivamente
HF; FF; DF; PF; TUF	Factores armónico, de forma, de potencia de desplazamiento, y de uso de transformador, respectivamente
$i_1; i_2$	Corrientes instantáneas durante el modo 1 y el modo 2, respetivamente
$i_a; i_b; i_c$	Corrientes instantáneas de las líneas a, b y c, respectivamente
$i_{ab}; i_{bc}; i_{ca}$	Corrientes instantáneas de fase entre las líneas a, b y c, respectivamente
$I_a; I_b; I_c$	Corrientes RMS de las líneas a, b y c, respectivamente
$I_{ab}; I_{bc}; I_{ca}$	Corriente RMS de fase entre las líneas a, b y c, respectivamente
$I_R; I_A$	Corrientes RMS y promedio de tiristor, respectivamente
$i_P; i_N; i_o$	Corrientes instantáneas del convertidor P, convertidor N y carga de salida, respectivamente
k	Ciclo de trabajo
$v_s; i_s$	Voltaje y corriente instantáneos de suministro de entrada, respectivamente
$v_o; i_o$	Voltaje y corriente instantáneos de salida, respectivamente

(*continúa*)

Símbolos	Significado
V_{cd1}; V_{cd2}	Voltajes promedio de salida de los convertidores 1 y 2, respectivamente
v_{g1}; v_{g2}	Voltajes instantáneos de señal de compuerta para conmutar los dispositivos S_1 y S_2, respectivamente
V_s; V_o	Voltajes rms de suministro de entrada y de salida, respectivamente
v_{AN}; v_{BN}; v_{CN}	Voltajes instantáneos de las fases a, b y c, respectivamente
v_{AB}; v_{BC}; v_{CA}	Voltajes instantáneos de línea a línea de las líneas a, b y c, respectivamente
VA ; P_o	Volts-amperes y potencia de salida, respectivamente

11.1 INTRODUCCIÓN

Si se conecta un tiristor interruptor entre una fuente de ca y la carga, el flujo de potencia se puede controlar variando el valor rms del voltaje de ca aplicado a la carga; este tipo de circuito de potencia se conoce como *controlador de voltaje de ca*. Las aplicaciones más comunes de los controladores de voltaje de ca son calefacción industrial, cambio de conexión de transformador de carga, controles de alumbrado, control de velocidad de motores de inducción polifásicos, y controles magnéticos de ca. Para la transferencia de potencia se suele utilizar dos tipos de control:

1. Control de encendido-apagado
2. Control por ángulo de fase

En el control de encendido-apagado los tiristores interruptores conectan la carga a la fuente de ca durante algunos ciclos del voltaje de entrada y luego la desconectan durante otros. En el control por ángulo de fase, los tiristores interruptores conectan la carga a la fuente de ca durante una parte de cada ciclo del voltaje de entrada.

Los controladores de voltaje de ca se pueden clasificar en dos tipos: (1) controladores monofásicos y (2) controladores trifásicos, con cada tipo subdividido en (a) control unidireccional o de media onda y (b) bidireccional o de onda completa. Existen varias configuraciones de controladores trifásicos dependiendo de las conexiones de los tiristores interruptores.

El control de encendido-apagado se utiliza sólo en aplicaciones limitadas. Los semiconvertidores de media onda tienen algunas ventajas, por ejemplo, un mejor factor de potencia de entrada y menos dispositivos de conmutación [14,15]. Los controladores de onda completa tienen un rango más amplio de control del voltaje de salida y un mejor factor de potencia que los controladores de onda completa. Los controladores de media onda y el control de encendido-apagado no se tratarán más en este libro [14], solamente veremos los siguientes tipos de controladores de voltaje de ca:

Controlador monofásico de onda completa
Controlador trifásico de onda completa
Controlador trifásico bidireccional conectado en delta
Cambiadores de conexión de transformador monofásico
Cicloconvertidores
Controlador de voltaje de ca con control de PWM

Los tiristores que se pueden encender y apagar en microsegundos pueden funcionar como interruptores de acción rápida para reemplazar a los cortacircuitos mecánicos y electromecánicos. Para aplicaciones de cd de baja potencia, los transistores de potencia también se pueden utilizar como interruptores. Los interruptores estáticos [14] tienen muchas ventajas (por ejemplo, altas velocidades de conmutación, sin partes móviles y sin rebote de contacto al cerrarse).

Como el voltaje de entrada es de ca, los tiristores se conmutan por línea, y se utilizan tiristores de control por fase, que son relativamente baratos y más lentos que los tiristores de conmutación rápida. Para aplicaciones hasta de 400 Hz, si se dispone de TRIACs para satisfacer las capacidades de voltaje y corriente de una aplicación particular, son los de uso más común.

Debido a la conmutación por línea o natural, no se necesitan circuitos de conmutación adicionales, además de que los circuitos de los controladores de voltaje de ca son muy sencillos. Por la naturaleza de las formas de onda de salida, el análisis para las derivaciones de expresiones explícitas para los parámetros de desempeño de circuitos no es simple, en especial para convertidores controlados por ángulo de fase con cargas *RL*. Por sencillez, en este capítulo se consideran cargas resistivas para comparar los desempeños de varias configuraciones. Sin embargo, las cargas prácticas son del tipo *RL* y deben considerarse en el diseño y análisis de controladores de voltaje de ca.

11.2 PARÁMETROS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES DE VOLTAJE DE CA

Un controlador de voltaje de ca produce un voltaje variable de ca a una frecuencia fija o variable con un voltaje de suministro de ca fijo como se muestra en la figura 11.1a. El voltaje de entrada a un controlador de voltaje de ca es el suministro normal de ca a 120 V, 60 Hz o 240 V, 50 Hz, como se muestra en la figura 11.1b. Idealmente, la salida debe ser una onda seno pura a una frecuencia fija o variable, aunque la salida de un controlador de voltaje práctico contiene armónicos o rizos como se muestra en la figura 11.1c. El controlador de voltaje extrae corriente de la fuente de entrada de ca sólo cuando el convertidor conecta la carga a la fuente de suministro y la corriente de entrada no es una ca pura, sino que contiene armónicos como se muestra en la figura 11.1d. Por el lado de la entrada, los parámetros de desempeño de los controladores de ca son parecidos a los de los diodos rectificadores (capítulo 3) y a los rectificadores controlados (capítulo 10). Éstos incluyen lo siguiente:

Potencia de entrada, P_i

Corriente rms de entrada, I_s

Factor de potencia de entrada, PF_i

Distorsión total armónica de la corriente de entrada, THD_i

Factor de cresta de la corriente de entrada, CF_i

Factor armónico de la corriente de entrada, HF_i

Factor de forma de la corriente de entrada, FF_i

Uso del transformador de entrada, TUF_i

Factor de rizo de la corriente de entrada, RF_i

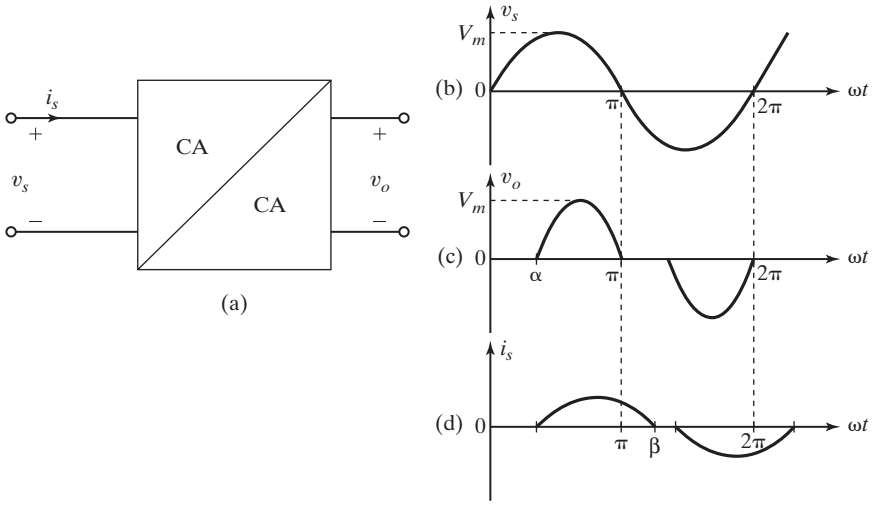


FIGURA 11.1

Relación de entrada y salida de un controlador de voltaje de ca. (a) Diagrama de bloques; (b) Suministro de entrada; (c) Voltaje de salida, y (d) Corriente de entrada.

Por el lado de la salida, los parámetros de desempeño de los controladores de voltaje de ca son similares a los de los inversores (capítulo 6). Éstos incluyen lo siguiente:

Potencia de salida, P_o

Corriente rms de salida, I_o

Frecuencia de salida, f_o

Distorsión total armónica del voltaje de salida, THD_v

Factor de cresta del voltaje de salida, CF_v

Factor armónico del voltaje de salida, HF_v

Factor de forma del voltaje de salida, FF_v

Factor de rizo del voltaje de salida, RF_v

11.3 CONTROLADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA CON CARGAS RESISTIVAS

En la figura 11.2a se muestra un controlador monofásico de onda completa con una carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el flujo de potencia se controla variando el ángulo de retardo del tiristor T_1; el tiristor T_2 controla el flujo de potencia durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada. Los pulsos de disparo de T_1 y T_2 se dan 180° aparte. Las formas de onda para el voltaje de entrada, el voltaje de salida y las señales de activación para T_1 y T_2 se muestran en las figuras 11.2b–e.

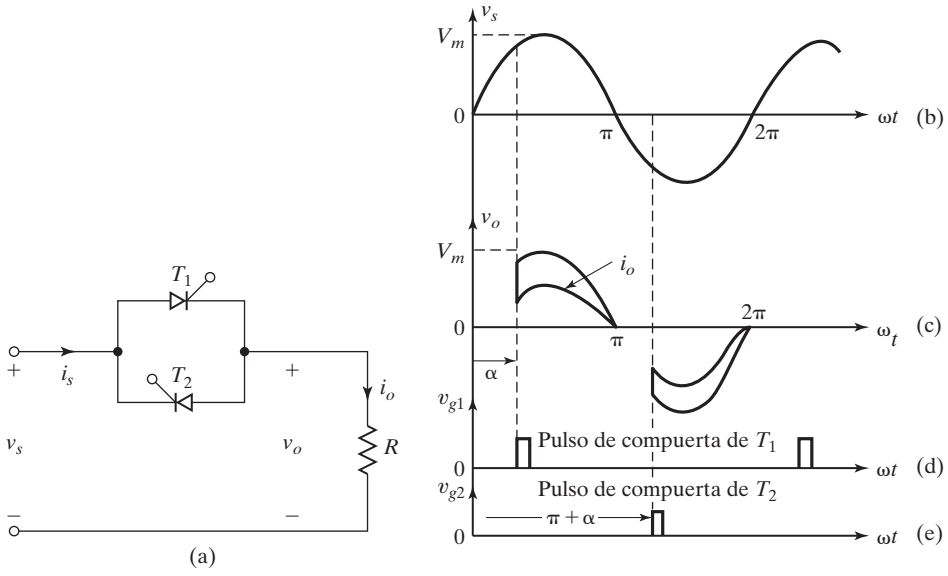


FIGURA 11.2

Controlador monofásico de onda completa. (a) Circuito; (b) Voltaje de suministro de entrada; (c) Voltaje de salida; (d) Pulso de compuerta de T_1, y (e) Pulso de compuerta de T_2.

Si $v_s = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t$ es el voltaje de entrada, y los ángulos de retardo de los tiristores T_1 y T_2 son iguales ($\alpha_2 = \pi + \alpha_1$), el voltaje rms de salida se calcula como sigue

$$V_o = \left\{ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{4V_s^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \tag{11.1}$$

Al variar α de 0 a π, V_o se puede variar de V_s a cero.

En la figura 11.2a, los circuitos de control de compuerta para los tiristores T_1 y T_2 deben aislarse. Es posible tener un cátodo común para T_1 y T_2 agregando dos diodos, como se muestra en la figura 11.3. El tiristor T_1 y el diodo D_1 conducen durante el medio ciclo positivo; el tiristor T_2 y el diodo D_2 conducen durante el medio ciclo negativo. Como este circuito puede tener una terminal común para las señales de control de T_1 y T_2 sólo se requiere un circuito de aislamiento, aunque a expensas de los dos diodos de potencia. Dado que los dos diodos de potencia conducen al mismo tiempo, las pérdidas por conducción de los dispositivos se incrementarían y la eficiencia se reduciría.

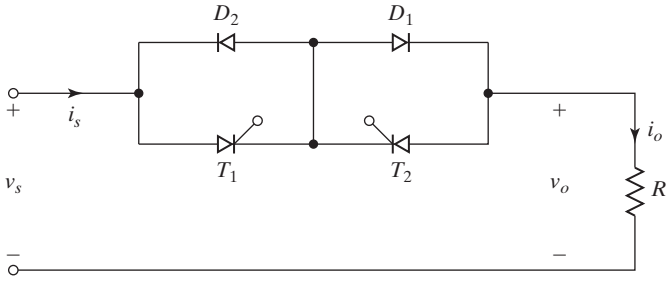


FIGURA 11.3

Controlador monofásico de onda completa con cátodo común.

Un controlador monofásico de onda completa también se puede implementar con un tiristor y cuatro diodos, como se muestra en la figura 11.4a. La señal de control de compuerta se ilustra en la figura 11.4d. Los cuatro diodos actúan como un puente rectificador. El voltaje a través del tiristor T_1 y su corriente siempre son unidireccionales. Con una carga resistiva la corriente del tiristor se reduciría a cero por la conmutación natural en cada medio ciclo, como se ve en la figura 11.4c. Sin embargo, si hay una inductancia grande en el circuito, quizás el tiristor T_1 se apague en cada medio ciclo del voltaje de entrada, y esto puede hacer que se pierda el control. Se requeriría detectar el cruce por cero de la corriente de carga para garantizar el apagado del tiristor que conduce antes de disparar el siguiente. Tres dispositivos de potencia conducen al mismo tiempo y la eficiencia también se reduce. El puente rectificador y el tiristor (o el transistor) actúan como un *interruptor bidireccional*, que está disponible como un solo dispositivo, con una baja pérdida en estado de conducción.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Genere una señal pulsante en el momento del cruce por cero del voltaje de suministro v_s.
2. Retarde el pulso por el ángulo deseado α para control de compuerta T_1 mediante un circuito de aislamiento de compuerta.
3. Genere otro pulso de ángulo de retardo $\alpha + \pi$ para controlar T_2.

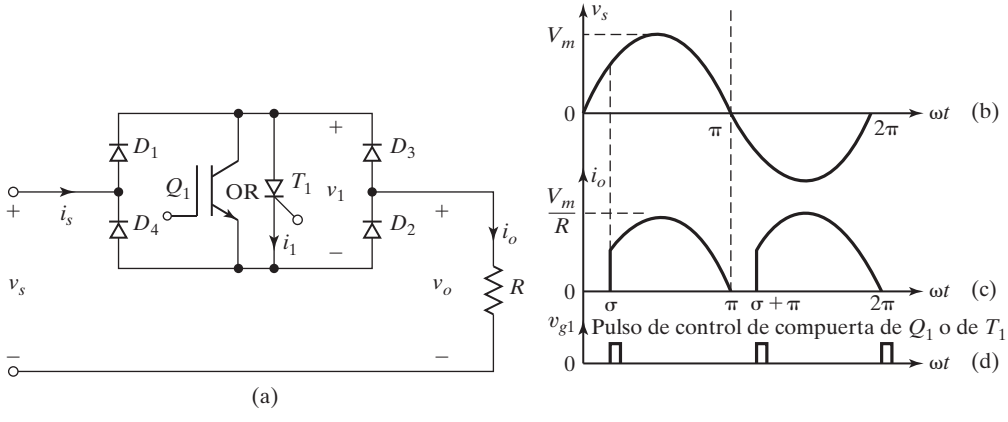


FIGURA 11.4

Controlador monofásico de onda completa con un tiristor. (a) Circuito; (b) Voltaje de suministro de entrada; (c) Corriente de salida, y (d) Pulso de compuerta para T_1.

Ejemplo 11.1 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un controlador monofásico de onda completa

El controlador de voltaje de ca monofásico de onda completa de la figura 11.2a tiene una carga resistiva de $R = 10\Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60Hz. Los ángulos de retardo de los tiristores T_1 y T_2 son iguales: $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2$. Determine (a) el voltaje rms de salida V_o; (b) el PF de entrada; (c) la corriente promedio I_A de los tiristores, y (d) la corriente rms I_R de los tiristores.

Solución

$R = 10\ \Omega$, $V_s = 120$ V, $\alpha = \pi/2$, y $V_m = \sqrt{2} \times 120 = 169.7$ V.

a. Con la ecuación (11.1), el voltaje rms de salida es

$$V_o = \frac{120}{\sqrt{2}} = 84.85 \text{ V}$$

b. El valor rms de la corriente de carga es $I_o = V_o/R = 84.85/10 = 8.485$ A y la potencia de carga es $P_o = I_o^2 R = 8.485^2 \times 10 = 719.95$ W. Como la corriente de entrada es la misma que la corriente de carga, la capacidad de VA de entrada es

$$\text{VA} = V_s I_s = V_s I_o = 120 \times 8.485 = 1018.2 \text{ W}$$

El PF de entrada es

$$\begin{aligned} \text{PF} &= \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{V_o}{V_s} = \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{719.95}{1018.2} = 0.707 \text{ (retrasado)} \end{aligned} \tag{11.2}$$

c. La corriente promedio del tiristor es

$$\begin{aligned} I_A &= \frac{1}{2\pi R}\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}\, V_s \,\text{sen}\, \omega t \, d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi R}(\cos\alpha + 1) \\ &= \sqrt{2} \times \frac{120}{2\pi \times 10} = 2.7 \text{ A} \end{aligned} \tag{11.3}$$

d. El valor rms de la corriente del tiristor es

$$\begin{aligned} I_R &= \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \,\text{sen}^2\, \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{2V_s^2}{4\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t)\ d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \frac{V_s}{\sqrt{2}R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \\ &= \frac{120}{2 \times 10} = 6\text{A} \end{aligned} \tag{11.4}$$

Puntos clave de la sección 11.3

- Variando el ángulo de retardo α de 0 a π el voltaje rms de salida puede variar de V_s a cero.
- La salida de este controlador no contiene componentes de cd.

11.4 CONTROLADORES MONOFÁSICOS DE ONDA COMPLETA CON CARGAS INDUCTIVAS

La sección 11.3 se ocupa de los controladores monofásicos con cargas resistivas. En la práctica la mayoría de las cargas son inductivas hasta cierto punto. La figura 11.5a muestra un controlador de onda completa con una carga RL. Supongamos que el tiristor T_1 se enciende durante el mismo ciclo positivo y conduce la corriente de carga. Debido a la inductancia del circuito, la corriente del tiristor T_1 no caería a cero en $\omega t = \pi$, cuando el voltaje de entrada comienza a ser negativo. El tiristor T_1 continúa conduciendo hasta que su corriente i_1 se reduce a cero cuando $\omega t = \beta$. El ángulo de conducción del tiristor T_1 es $\delta = \beta - \alpha$ y depende del ángulo de retardo α y del ángulo θ del PF de la carga. En las figuras 11.5b-f se muestran las formas de onda de la corriente del tiristor, los pulsos de control de compuerta y el voltaje de entrada.

Si $v_s = \sqrt{2}V_s \operatorname{sen} \omega t$ es el voltaje instantáneo de entrada y el ángulo de retardo del tiristor T_1 es α, la corriente i_1 del tiristor se puede calcular como sigue

$$L\frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \tag{11.5}$$

La solución de la ecuación (11.5) es de la forma

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta) + A_1 e^{-(R/L)t} \tag{11.6}$$

donde la impedancia de la carga $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y el ángulo de carga $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

La constante A_1 se puede determinar a partir de la condición inicial cuando $\omega t = \alpha$, $i_1 = 0$. Según la ecuación (11.6) A_1 se calcula como

$$A_1 = -\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{(R/L)(\alpha/\omega)} \tag{11.7}$$

La sustitución de A_1 de la ecuación (11.7) en la ecuación (11.6) da

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} [\operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}] \tag{11.8}$$

El ángulo β, cuando la corriente i_1 cae a cero y el tiristor T_1 se apaga, se puede calcular a partir de la condición inicial $i_1(\omega t = \beta) = 0$ en la ecuación (11.8) y está dado por la relación

$$\operatorname{sen}(\beta - \theta) = \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{(R/L)(\alpha - \beta)/\omega} \tag{11.9}$$

El ángulo β, que también se conoce como ángulo de extinción, se puede determinar con esta ecuación trascendente y requiere un método iterativo de solución. Una vez conocida β, el ángulo de conducción δ se puede calcular de

$$\delta = \beta - \alpha \tag{11.10}$$

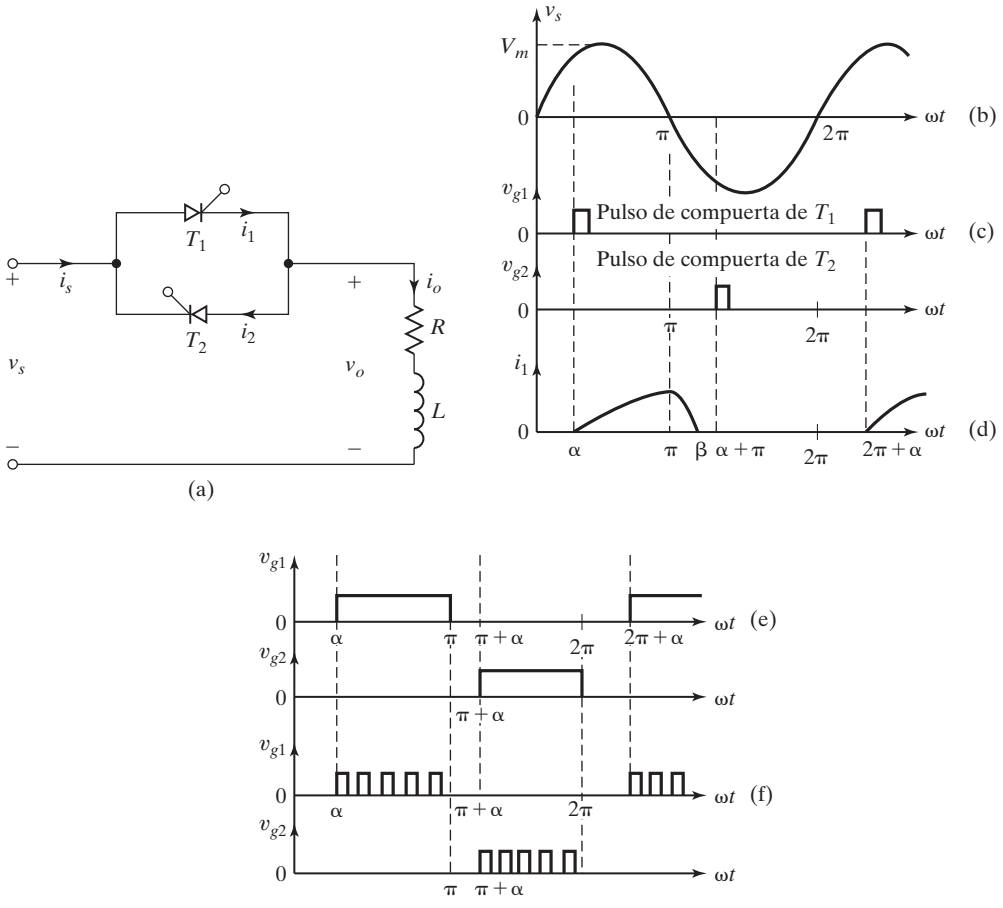


FIGURA 11.5

Controlador monofásico de onda completa con carga *RL*. (a) Circuito; (b) Voltaje de suministro de entrada; (c) Pulsos de compuerta para T_1 y T_2; (d) Corriente a través del tiristor T_1; (e) Pulsos de compuerta continuos para T_1 y T_2, y (f) Tren de pulsos de compuerta para T_1 y T_2.

El voltaje rms de salida es

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} 2V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{4V_s^2}{4\pi}\int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\beta - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} - \frac{\operatorname{sen} 2\beta}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{11.11}$$

La corriente rms a través del tiristor se puede calcular por la ecuación (11.8) como

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_1^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_s}{Z}\left[\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\beta}\left\{\operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{(\mathrm{R/L})(\alpha/\omega - t)}\right\}^2 d(\omega t)\right]^{1/2} \tag{11.12}$$

y la corriente rms de salida se puede determinar entonces al combinar la corriente rms de cada tiristor como

$$I_o = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2}\, I_R \tag{11.13}$$

El valor promedio de la corriente del tiristor también se puede calcular con la ecuación (11.8) como

$$I_A = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_1\, d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi Z}\int_{\alpha}^{\beta}\left[\operatorname{sen}(\omega t - \theta) - \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}\right] d(\omega t) \tag{11.14}$$

Las señales de control de compuerta podrían ser pulsos cortos para un controlador con cargas resistivas. Sin embargo, los pulsos cortos no son adecuados para cargas inductivas. Esto se puede explicar con referencia a la figura 11.5c. Cuando el tiristor T_2 se enciende en $\omega t = \pi + \alpha$, el tiristor T_1 continúa conduciendo debido a la inductancia de carga. Para cuando la corriente del tiristor T_1 cae a cero y T_1 se apaga en $\omega t = \beta = \alpha + \delta$, el pulso de compuerta del tiristor T_2 ya ha cesado y por consiguiente T_2 no se puede encender. El resultado es que sólo el tiristor T_1 funciona y produce formas de onda asimétricas del voltaje y la corriente de salida. Esta dificultad se puede resolver utilizando señales de compuerta continuas con una duración de $(\pi - \alpha)$, como se muestra en la figura 11.5e. En cuanto la corriente de T_1 cae a cero, el tiristor T_2 (con pulsos de compuerta como se muestra en la figura 11.5e) se encendería. Sin embargo, un pulso de compuerta continuo aumenta la pérdida por conmutación de los tiristores y requiere un transformador de aislamiento más grande para el circuito de control de compuerta. En la práctica, para resolver estos problemas, normalmente se utiliza un tren de pulsos con duraciones cortas como se muestra en la figura 11.5f.

Las formas de onda del voltaje de salida v_o, la corriente de salida i_o, y el voltaje a través de T_1, v_{T1} se muestran en la figura 11.6 para una carga RL. Puede haber un corto ángulo γ de retención después del cruce por cero de la corriente que se está volviendo negativa.

La ecuación (11.8) indica que el voltaje de carga (y corriente) pueden ser senoidales si el ángulo de retardo α es menor que el ángulo de carga θ. Si α es mayor que θ. Si α es mayor que θ, la corriente de carga sería discontinua y no senoidal.

Notas:

1. Si $\alpha = \theta$, de la ecuación (11.9),

$$\operatorname{sen}(\beta - \theta) = \operatorname{sen}(\beta - \alpha) = 0 \tag{11.15}$$

y

$$\beta - \alpha = \delta = \pi \tag{11.16}$$

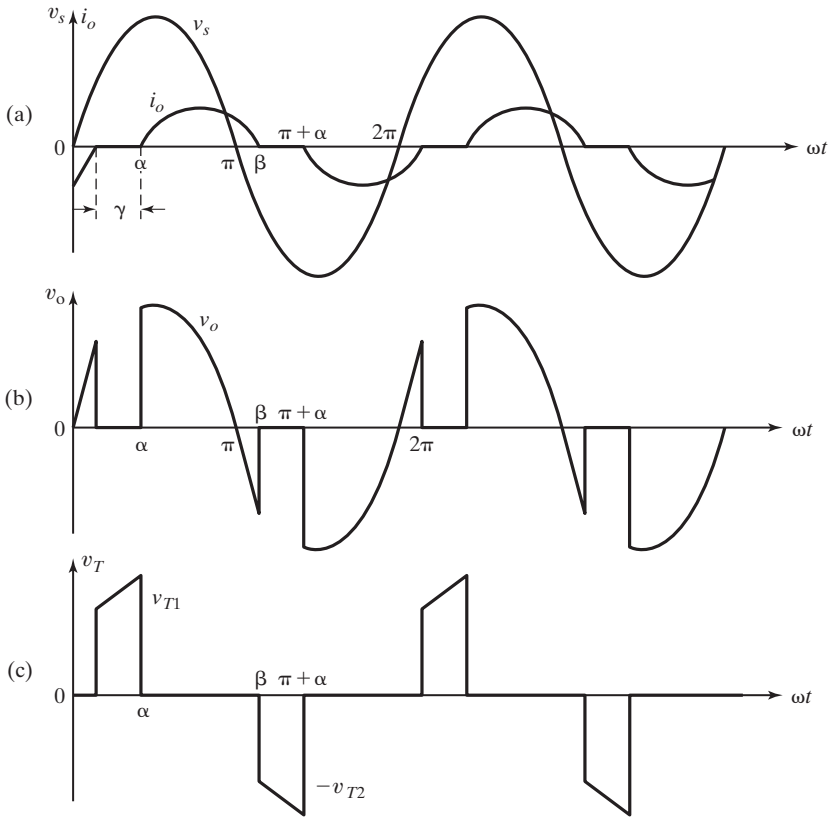


FIGURA 11.6

Formas de onda típicas de un controlador monofásico de ca con una carga *RL*. (a) Voltaje de suministro de entrada y corriente de salida; (b) Voltaje de salida, y (c) Voltaje a través del tiristor T_1.

2. Como el ángulo de conducción δ no puede exceder de π y la corriente de carga debe pasar por cero, el ángulo de retardo α no puede ser menor que θ y el rango de control del ángulo de retardo es

$$\theta \leq \alpha \leq \pi \tag{11.17}$$

3. Si $\alpha \leq \theta$ y los pulsos de compuerta de los tiristores son de larga duración, la corriente de carga no cambiaría con α, pero ambos tiristores conducirían durante π. El tiristor T_1 se encendería en $\omega t = \theta$ y el tiristor T_2 se encendería cuando $\omega t = \pi + \theta$.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Genere un tren de señales pulsantes en el momento del cruce por cero del voltaje de suministro v_s [1].
2. Retarde este pulso por el ángulo α deseado para controlar T_1 mediante un circuito de aislamiento de compuerta.
3. Genere otro pulso continuo de ángulo de retardo $\alpha + \pi$ para el control de compuerta.

Ejemplo 11.2 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un controlador monofásico de onda completa con una carga *RL*

El controlador monofásico de onda completa de la figura 11.5a alimenta una carga RL. El voltaje rms de entrada es $V_s = 120$ V, 60 Hz. La carga es tal que $L = 6.5$ mH y $R = 2.5\ \Omega$. Los ángulos de retardo de los tiristores son iguales: $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2$. Determine (a) el ángulo de conducción del tiristor T_1, δ; (b) el voltaje rms de salida V_o; (c) la corriente rms I_R de los tiristores; (d) la corriente rms I_o de salida; (e) La corriente promedio de un tiristor I_A, y (f) el PF de entrada.

Solución

$R = 2.5\ \Omega$, $L = 6.5$ mH, $f = 60$ Hz, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s, $V_s = 120$ V, $\alpha = 90°$, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 44.43°$.

a. El ángulo de extinción se puede determinar con la solución de la ecuación (11.9) y una solución iterativa da $\beta = 220.35°$. El ángulo de conducción es $\delta = \beta - \alpha = 220.35 - 90 = 130.35°$.

b. De la ecuación (11.11), el voltaje rms de salida es $V_o = 68.09$ V.

c. La integración numérica de la ecuación (11.12) entre los límites $\omega t = \alpha$ para β da la corriente rms del tiristor como $I_R = 15.07$ A.

d. De la ecuación (11.13), $I_o = \sqrt{2} \times 15.07 = 21.3$ A.

e. La integración numérica de la ecuación (11.14) da la corriente promedio del tiristor como $I_A = 823$ A.

f. La potencia de salida es $P_o = 21.3^2 \times 2.5 = 1134.2$ W y la capacidad de Va de entrada es VA = $120 \times 21.3 = 2556$ W; por consiguiente,

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{1134.200}{2556} = 0.444 \text{ (retrasado)}$$

Nota: la acción de conmutación de tiristores hace que las ecuaciones para las corrientes sean no lineales. Un método de solución numérico para el ángulo de conducción y corrientes del tiristor es más eficiente que las técnicas clásicas. Se utiliza un programa de computadora para resolver este ejemplo. Se insta a los estudiantes a que verifiquen los resultados de este ejemplo y aprecien la utilidad de la solución numérica, en especial al despejar ecuaciones no lineales de circuitos de tiristor.

Puntos clave de la sección 11.4

- Una carga inductiva extiende la corriente de carga más allá de π. La corriente de carga puede ser continua si el ángulo de retardo α es menor que el ángulo de impedancia θ.
- Para $\alpha > \theta$, que suele ser el caso, la corriente de carga es discontinua. Por consiguiente, el rango de control es $\theta \leq \alpha \leq \pi$.

11.5 CONTROLADORES TRIFÁSICOS DE ONDA COMPLETA

Los controladores unidireccionales, que contienen corriente de entrada de cd y un alto contenido armónico por la naturaleza asimétrica de la forma de onda del voltaje de salida, no se suelen usar en propulsores de motores de ca; lo más común es que se utilice un control trifásico bidireccional.

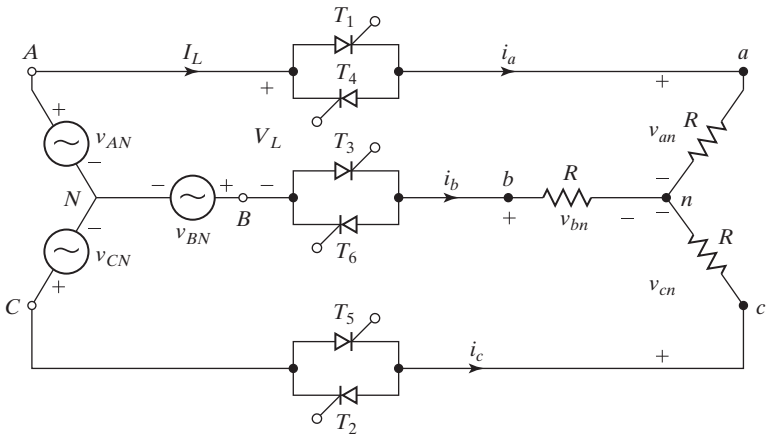


FIGURA 11.7

Controlador trifásico bidireccional.

En la figura 11.7 se muestra el diagrama del circuito de un controlador trifásico de onda completa (o bidireccional) con una carga resistiva conectada en Y. La secuencia de disparo de los tiristores es T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6.

Si definimos los voltajes de fase instantáneos de entrada como

$$v_{AN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$$

$$v_{BN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

los voltajes instantáneos de línea de entrada son

$$v_{AB} = \sqrt{6}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

Las formas de onda para los voltajes de entrada, ángulos de conducción de los tiristores y voltajes de fase de salida, se muestran en la figura 11.8 para $\alpha = 60°$ y $\alpha = 120°$. Para $0 \leq \alpha \leq 60°$, inmediatamente antes del disparo de T_1, dos tiristores conducen. Una vez encendido T_1, tres tiristores conducen. Un tiristor se apaga cuando la corriente intenta invertirse. Las condiciones se alternan entre dos y tres tiristores que conducen.

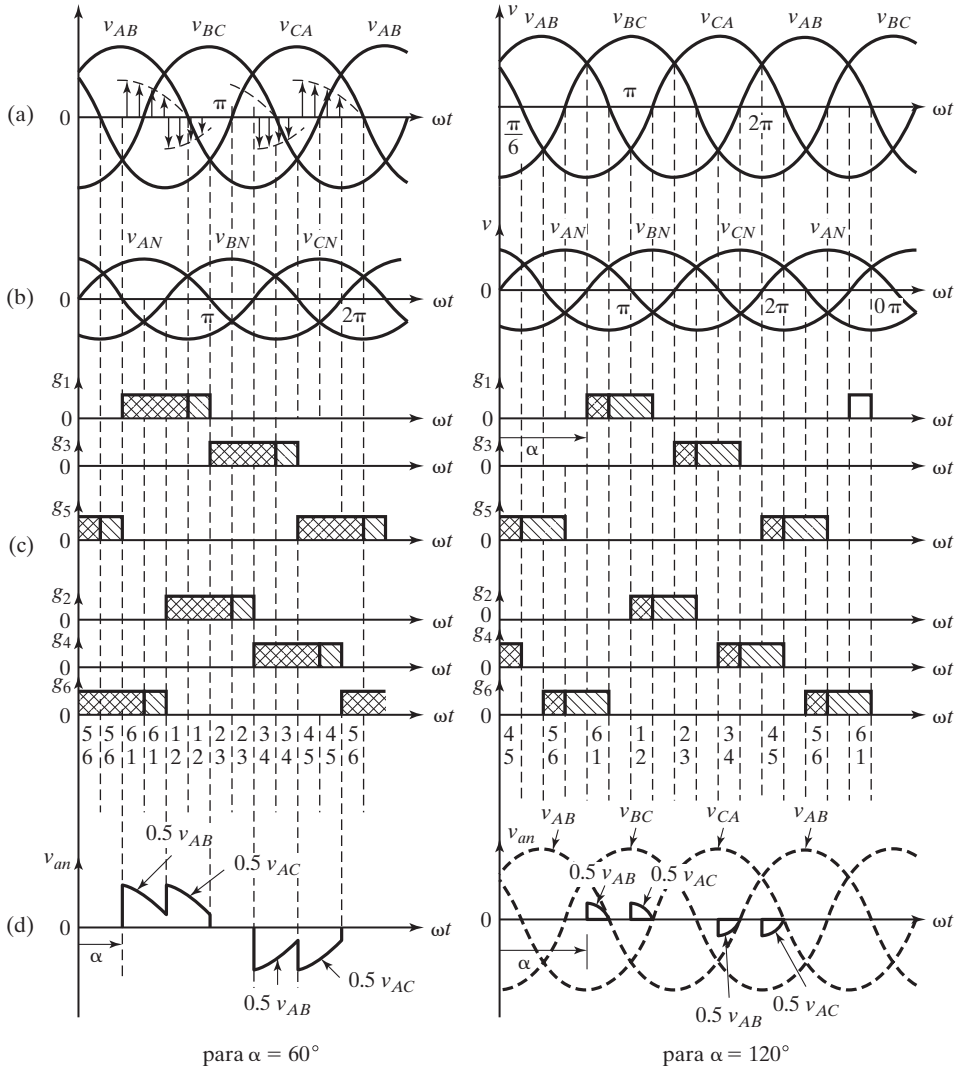

(a)
(b)
(c)
(d)
v_{AB} v_{BC} v_{CA} v_{AB}
v_{AN} v_{BN} v_{CN}
g_1 g_3 g_5 g_2 g_4 g_6
v_{an}
0.5 v_{AB}
0.5 v_{AC}
0 ωt π 2π
α
5 5 6 6 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5 6
6 6 1 1 2 2 3 3 4 4 5 5 6
4 5 6 1 2 3 4 5 6 1
$\frac{\pi}{6}$
0 π
para α = 60°
para α = 120°

FIGURA 11.8

Formas de onda de un controlador trifásico bidireccional. (a) Voltajes de línea de entrada; (b) Voltajes de fase de entrada; (c) Pulsos de compuerta de tiristor, y (d) Voltaje de fase de salida.

Para $60° \leq \alpha \leq 150°$, sólo dos tiristores conducen en todo momento. Para $90° \leq \alpha \leq 150°$, aunque dos tiristores conducen en todo momento, hay periodos en los que ningún tiristor está encendido. Para $\alpha \geq 150°$, no hay ningún periodo en el que dos tiristores conduzcan y el voltaje de salida se vuelve cero cuando $\alpha = 150°$. El rango del ángulo de retardo es

$$0 \leq \alpha \leq 150° \tag{11.18}$$

Al igual que los controladores de media onda, la expresión para el voltaje rms de salida depende del rango de los ángulos de retardo. El voltaje de salida para una carga conectada en Y se puede calcular como sigue. Para $0 \leq \alpha \leq 60°$:

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_{an}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s\left\{\frac{2}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\pi/3}\frac{\text{sen}^2\omega t}{3}\, d(\omega t) + \int_{\pi/4}^{\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\omega t}{4}\, d(\omega t)\right.\right.$$

$$+ \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3}\frac{\text{sen}^2\omega t}{3}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha}\frac{\text{sen}^2\omega t}{4}\, d(\omega t)$$

$$\left.\left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi}\frac{\text{sen}^2\omega t}{3}\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{8}\right)\right]^{1/2} \tag{11.19}$$

Para $60° \le \alpha < 90°$

$$V_o = \sqrt{6}V_s\left[\frac{2}{2\pi}\left\{\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha}\frac{\text{sen}^2\omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{5\pi/6-\pi/3+\alpha}\frac{\text{sen}^2\omega t}{4}\, d(\omega t)\right\}\right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{12} + \frac{3\,\text{sen}\,2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16}\right)\right]^{1/2} \tag{11.20}$$

Para $90° \le \alpha \le 150°$

$$V_o = \sqrt{6}V_s\left\{\frac{2}{2\pi}\left[\int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi}\frac{\text{sen}^2\omega t}{4}\, d(\omega t) + \int_{\pi/2-\pi/3+\alpha}^{\pi}\frac{\text{sen}^2\omega t}{4}\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2}$$

$$= \sqrt{6}V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16}\right)\right]^{1/2} \tag{11.21}$$

Los dispositivos de potencia de un controlador trifásico bidireccional se pueden conectar juntos, como muestra la figura 11.9. Este arreglo también se conoce como *control de vinculación* y permite ensamblar todos los tiristores como una unidad. Sin embargo, este arreglo no es posible para controles de motores ya que por lo común las terminales de los devanados del motor no están accesibles.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Genere una señal pulsante en el momento del cruce por cero del voltaje de fase de suministro v_{an}.
2. Retarde el pulso por los ángulos α, $\alpha + 2\pi/3$, y $\alpha + 4\pi/3$ para control de compuerta T_1, T_3 y T_5 mediante circuitos aislantes de compuerta.
3. Asimismo, genere pulsos con ángulos de retardo $\pi + \alpha$, $5\pi/3 + \alpha$, y $7\pi/3 + \alpha$, para control de compuerta T_2, T_4 y T_6.

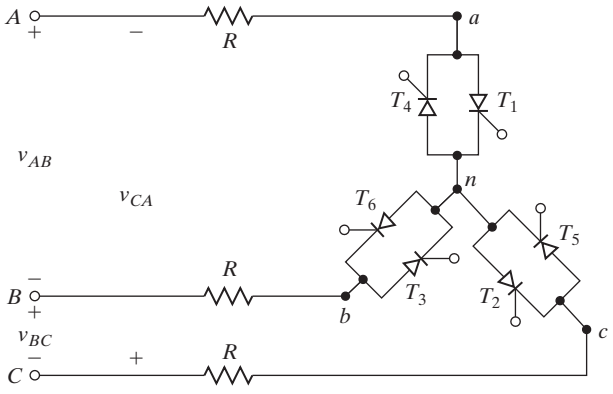


FIGURA 11.9

Arreglo para el control de vinculación de un controlador trifásico bidireccional.

Ejemplo 11.3 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un controlador trifásico de onda completa

El controlador trifásico de onda completa de la figura 11.9 alimenta una carga resistiva conectada en Y de $R = 10\ \Omega$ y el voltaje de entrada de línea a línea es 208 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$. Determine (a) el voltaje de fase rms de salida V_o; (b) el PF de entrada, y (c) la expresión para el voltaje instantáneo de salida de la fase *a*.

Solución

$V_L = 208$ V, $V_s = V_L/\sqrt{3} = 208/\sqrt{3} = 120$ V, $\alpha = \pi/3$, y $R = 10\ \Omega$.

a. De la ecuación (11.19) el voltaje rms de fase de salida es $V_o = 100.9$ V.

b. La corriente rms de fase de la carga es $I_a = 100.9/10 = 10.09$ A y la potencia de salida es

$$P_o = 3I_a^2R = 3 \times 10.09^2 \times 10 = 3054.24\ \text{W}$$

Como la carga está conectada en Y, la corriente de fase es igual a la corriente de línea, $I_L = I_a = 10.09$ A. Los VA de entrada son

$$\text{VA} = 3\,V_sI_L = 3 \times 120 \times 10.09 = 3632.4\ \text{VA}$$

El PF es

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3054.24}{3632.4} = 0.84\ \text{(retrasado)}$$

c. Si el voltaje de fase de entrada se toma como la referencia y es $v_{AN} = 120\sqrt{2}\ \text{sen}\ \omega t = 169.7\ \text{sen}\ \omega t$, los voltajes instantáneos de línea de entrada son

$$v_{AB} = 208\sqrt{2}\ \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = 294.2\ \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{BC} = 294.2\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$v_{CA} = 294.2\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$$

El voltaje de fase instantáneo de salida v_{an}, que depende del número de dispositivos que conducen, se puede determinar con base en la figura 11.8a como sigue:

para $0 \le \omega t < \pi/3$: $v_{an} = 0$
para $\pi/3 \le \omega t < 2\pi/3$: $v_{an} = v_{AB}/2 = 147.1 \operatorname{sen}(\omega t + \pi/6)$
para $2\pi/3 \le \omega t < \pi$: $v_{an} = v_{AC}/2 = -v_{CA}/2 = 147.1 \operatorname{sen}(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$
para $\pi \le \omega t < 4\pi/3$: $v_{an} = 0$
para $4\pi/3 \le \omega t < 5\pi/3$: $v_{an} = v_{AB}/2 = 147.1 \operatorname{sen}(\omega t + \pi/6)$
para $5\pi/3 \le \omega t < 2\pi$: $v_{an} = v_{AC}/2 = 147.1 \operatorname{sen}(\omega t - 7\pi/6 - \pi)$

Nota: el PF, que depende del ángulo de retardo α, por lo general es bajo comparado con el del controlador de media onda.

Puntos clave de la sección 11.5

- Si se modifica el ángulo de retardo α de 0 a $5\pi/6$ el voltaje rms de fase de salida puede variar de V_s a cero.
- El arreglo del control de vinculación no es adecuado para control de motores.

11.6 CONTROLADORES TRIFÁSICOS DE ONDA COMPLETA CONECTADOS EN DELTA

Si las terminales de un sistema trifásico son accesibles, los elementos de control (o dispositivos de potencia) y carga se pueden conectar en delta, como muestra la figura 11.10. Como la corriente de fase en un sistema trifásico normal es sólo $1/\sqrt{3}$ de la corriente de línea, las capacidades de corriente de los tiristores serían menores que si los tiristores (o elementos de control) estuvieran colocados en la línea.

Supongamos que los voltajes instantáneos de línea a línea son

$$v_{AB} = v_{ab} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$$
$$v_{BC} = v_{bc} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$v_{CA} = v_{ca} = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Los voltajes de línea de entrada, las corrientes de fase y línea, y las señales de control de los tiristores se muestran en la figura 11.11 para $\alpha = 120°$ y una carga resistiva.

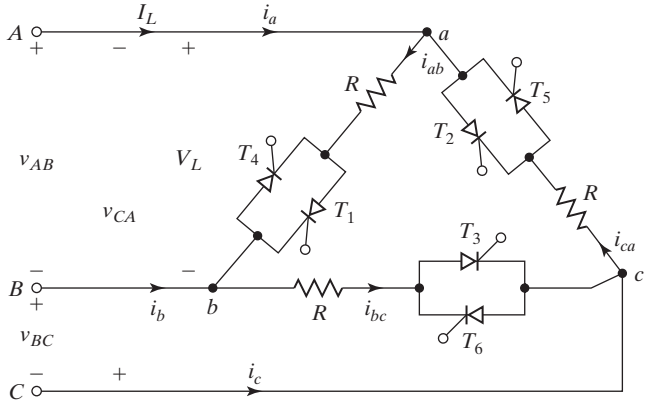


FIGURA 11.10
Controlador trifásico conectado en delta.

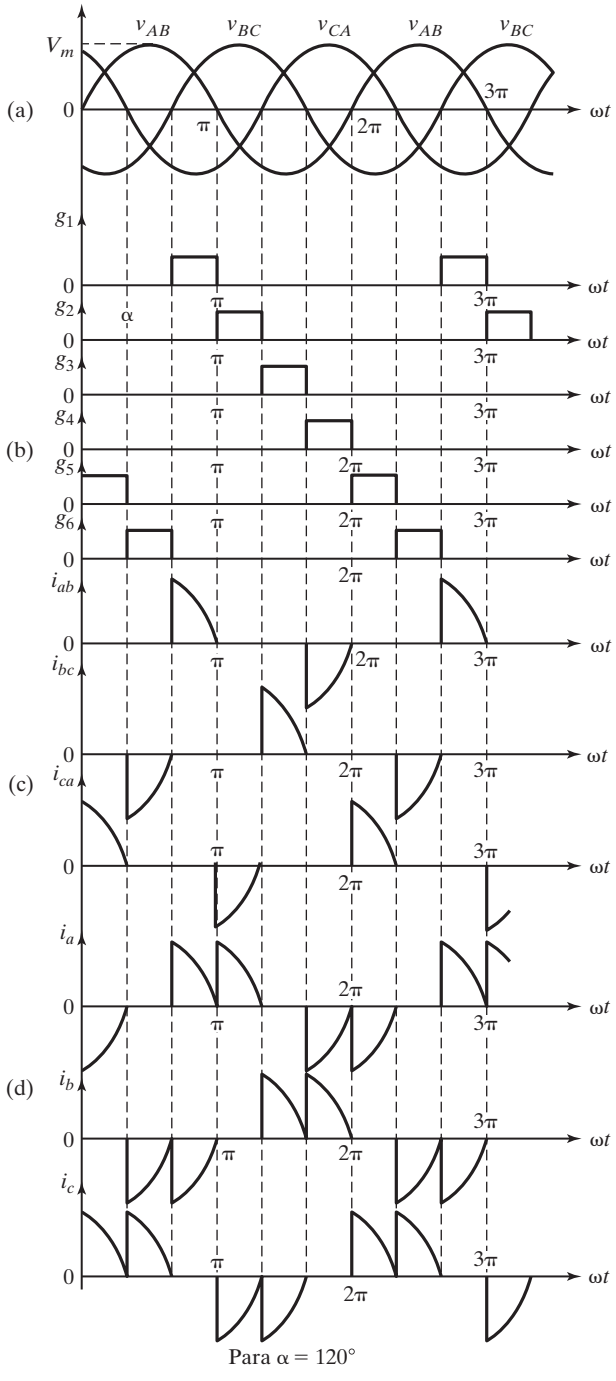


FIGURA 11.11

Formas de onda de un controlador conectado en delta. (a) Voltajes de línea de entrada; (b) Pulsos de compuerta de tiristor; (c) Corrientes de fase de salida, y (d) Corrientes de línea de salida.

Para cargas resistivas, el voltaje rms de fase de salida se puede determinar con

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} v_{ab}^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} 2\, V_s^2 \operatorname{sen} \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$
$$= V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{11.22}$$

El voltaje máximo de salida se obtendría cuando $\alpha = 0$, y el rango de control del ángulo de retardo es

$$0 \leq \alpha \leq \pi \tag{11.23}$$

Las corrientes de línea, que se pueden determinar a partir de las corrientes de fase son

$$\begin{aligned} i_a &= i_{ab} - i_{ca} \\ i_b &= i_{bc} - i_{ab} \\ i_c &= i_{ca} - i_{bc} \end{aligned} \tag{11.24}$$

En la figura 11.11 observamos que las corrientes de línea dependen del ángulo de retardo y que pueden ser discontinuas. El valor rms de las corrientes de línea y fase para los circuitos de carga se pueden determinar mediante solución numérica o un análisis de Fourier. Si I_n es el valor rms del n-ésimo componente armónico de una corriente de fase, el valor rms de ésta se puede determinar con

$$I_{ab} = (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + \cdots + I_n^2)^{1/2} \tag{11.25}$$

Debido a la conexión en delta, los componentes armónicos múltiplos del tercer armónico (es decir, los de orden $n = 3m$, donde m es un entero impar) de las corrientes de fase fluirían alrededor de la delta y no aparecerían en la línea. Esto se debe a que los armónicos de secuencia cero están en fase en las tres fases de carga. La corriente rms de línea se vuelve

$$I_a = \sqrt{3}(I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \cdots + I_n^2)^{1/2} \tag{11.26}$$

En consecuencia, el valor rms de la corriente de línea no seguiría la relación normal de un sistema trifásico de modo que

$$I_a < \sqrt{3} I_{ab} \tag{11.27}$$

La figura 11.12 muestra una forma alternativa de los controladores conectados en delta que requiere sólo tres tiristores y simplifica el circuito de control. Este arreglo también se conoce como *controlador de punto neutro*.

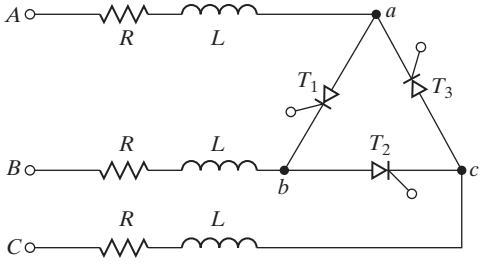


FIGURA 11.12
Controlador trifásico de tres tiristores.

Ejemplo 11.4 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un controlador trifásico conectado en delta

El controlador trifásico bidireccional conectado en delta de la figura 11.10 tiene una carga resistiva de $R = 10\ \Omega$. El voltaje de línea a línea es $V_s = 208$ V (rms), 60 Hz, y el ángulo de retardo es $\alpha = 2\pi/3$. Determine (a) el voltaje rms de fase de salida V_o; (b) la expresión para las corrientes instantáneas i_a, i_{ab} e i_{ca}; (c) la corriente rms de fase de salida I_{ab} y la corriente de línea I_a; (d) el PF de entrada, y (e) la corriente rms de un tiristor I_R.

Solución

$V_L = V_s = 208$ V, $\alpha = 2\pi/3$, $R = 10\ \Omega$, y valor pico de la corriente de fase, $I_m = \sqrt{2} \times 208/10 = 29.4$ A.

a. De la ecuación (11.22), $V_o = 92$ V.

b. Suponiendo i_{ab} como el fasor de referencia e $i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$, las corrientes instantáneas son:

Para $0 \leq \omega t < \pi/3$:	$I_{ab} = 0$
	$i_{ca} = I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = -I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
Para $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$:	$i_{ab} = i_{ca} = i_a = 0$
Para $2\pi/3 < \omega t < \pi$:	$i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$
	$i_{ca} = 0$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m \operatorname{sen} \omega t$
Para $\pi < \omega t < 4\pi/3$:	$i_{ab} = 0$
	$i_{ca} = I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = -I_m \operatorname{sen}(\omega t - 4\pi/3)$
Para $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$:	$i_{ab} = i_{ca} = i_a = 0$
Para $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$:	$i_{ab} = I_m \operatorname{sen} \omega t$
	$i_{ca} = 0$
	$i_a = i_{ab} - i_{ca} = I_m \operatorname{sen} \omega t$

c. Los valores rms de i_{ab} e i_a se determinan mediante integración numérica con un programa Mathcad. Se insta a los estudiantes a verificar los resultados.

$$I_{ab} = 9.2 \text{ A} \qquad I_L = I_a = 13.01 \text{ A} \qquad \frac{I_a}{I_{ab}} = \frac{13.01}{9.2} = 1.1414 \neq \sqrt{3}$$

d. La potencia de salida

$$P_o = 3I_{ab}^2 R = 3 \times 9.2^2 \times 10 = 2537$$

La capacidad de VA se determina por

$$\text{VA} = 3V_s I_{ab} = 3 \times 208 \times 9.2 = 5739$$

El PF es

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{2537}{5739} = 0.442 \text{ (retrasado)}$$

e. La corriente del tiristor se puede determinar desde la corriente de fase

$$I_R = \frac{I_{ab}}{\sqrt{2}} = \frac{9.2}{\sqrt{2}} = 6.5 \text{ A}$$

Nota: para el controlador de voltaje de ca de la figura 11.12, la corriente de línea I_a no está relacionada con la corriente de fase I_{ab} por un factor de $\sqrt{3}$. Esto se debe a la discontinuidad de la corriente de carga ante el controlador de voltaje de ca.

Punto clave de la sección 11.6

- Aunque el controlador conectado en delta tiene menores capacidades de corriente que los de onda completa, no se utiliza para controlar motores.

11.7 CAMBIADORES DE CONEXIÓN DE TRANSFORMADOR MONOFÁSICO

Se pueden utilizar tiristores como interruptores estáticos para cambiar las conexiones de un transformador con carga en estado de encendido. Los cambiadores de conexión estáticos tienen la ventaja de que proporcionan una muy rápida acción de conmutación. El cambio se puede controlar para manejar las condiciones de carga y es suave. La figura 11.13 muestra el diagrama del circuito de un cambiador de transformador monofásico. Aunque un transformador puede tener múltiples devanados secundarios, por sencillez sólo se muestran dos.

La relación de vueltas del transformador de entrada es tal que si el voltaje instantáneo del primario es

$$v_p = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_p \operatorname{sen} \omega t$$

los voltajes instantáneos del secundario son

$$v_1 = \sqrt{2}\, V_1 \operatorname{sen} \omega t$$

y

$$v_2 = \sqrt{2}\, V_2 \operatorname{sen} \omega t$$

Un cambiador de conexión se utiliza más comúnmente para cargas de calefacción resistivas. Cuando solamente se encienden los transistores T_3 y T_4 alternadamente con un ángulo de retardo de $\alpha = 0$, el voltaje de la carga se mantiene a una nivel reducido de $V_o = V_1$. Si se requiere un voltaje de salida completo, solamente se encienden los tiristores T_1 y T_2 de manera alternada con un ángulo de retardo de $\alpha = 0$ y el voltaje completo es $v_o = V_1 + V_2$.

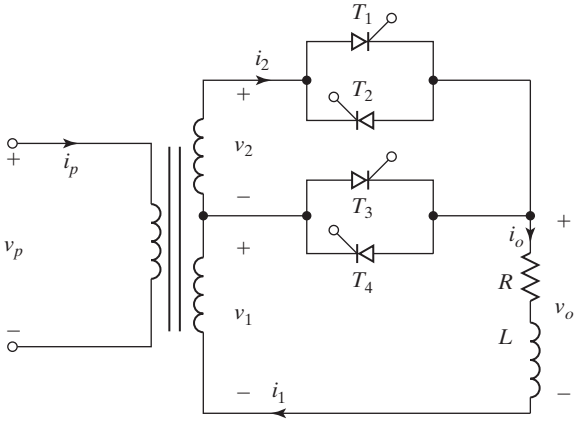


FIGURA 11.13

Cambiador de conexión de transformador monofásico.

Los pulsos de control de compuerta de los tiristores se pueden controlar para hacer variar el voltaje de carga. El valor rms del voltaje de carga V_o se puede hacer variar dentro de tres rangos posibles

$$0 < V_o < V_1$$
$$0 < V_o < (V_1 + V_2)$$

y

$$V_1 < V_o < (V_1 + V_2)$$

Rango de control 1: $0 \leq V_o \leq V_1$. Para variar el voltaje de carga dentro de este rango, se encienden los tiristores T_1 y T_2. Los tiristores T_3 y T_4 pueden funcionar como un controlador monofásico de voltaje. El voltaje de carga v_o y la corriente de carga i_o instantáneos se muestran en la figura 11.14c para una carga resistiva. El voltaje rms de carga que se puede determinar con la carga (ecuación 11.1) es

$$V_o = V_1\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{11.28}$$

y el rango del ángulo de retardo es $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Rango de control 2: $0 \leq V_o \leq (V_1 + V_2)$. Los tiristores T_3 y T_4 están apagados. Los tiristores T_1 y T_2 funcionan como un controlador de voltaje monofásico. La figura 11.14d muestra el voltaje de carga v_0 y la corriente de carga i_0 para un carga resistiva. El voltaje rms de carga se puede calcular a partir de

$$V_o = (V_1 + V_2)\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{11.29}$$

y el rango del ángulo de retardo es $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Rango de control 3: $V_1 < V_o < (V_1 + V_2)$. El tiristor T_3 se enciende cuando $\omega t = 0$ y el voltaje del secundario v_1 aparece a través de la carga. Si el tiristor T_1 se enciende cuando $\omega t = \alpha$, el tiristor T_3 se polariza a la inversa debido al voltaje del secundario v_2, y T_3 se apaga. El voltaje que aparece a través de la carga es $(v_1 + v_2)$. En $\omega t = \pi$, T_1 se autoconmuta y T_4 se enciende. El voltaje del secundario v_1 aparece a través de la carga hasta que T_2 se enciende cuando $\omega t = \pi + \alpha$. Cuando T_2 se enciende en $\omega t = \pi + \alpha$, T_4 se apaga debido al voltaje inverso v_2 y el voltaje de carga es $(v_1 + v_2)$. En $\omega t = 2\pi$, T_2 se autoconmuta, T_3 se enciende de nuevo y el ciclo se repite. El voltaje instantáneo de carga v_0 y la corriente de carga i_0 instantáneos para una carga resistiva se muestran en la figura 11.14e.

Un cambiador de conexión con este tipo de control también se conoce como *cambiador de conexión sincrónico*. Utiliza un control de dos pasos. Una parte del voltaje del secundario v_2 se superpone sobre un voltaje senoidal v_1. Como resultado, los contenidos armónicos son menores que los que se obtendrían con un retardo de fase normal, como se presentó antes para el rango de control 2. El voltaje rms de carga se puede calcular con

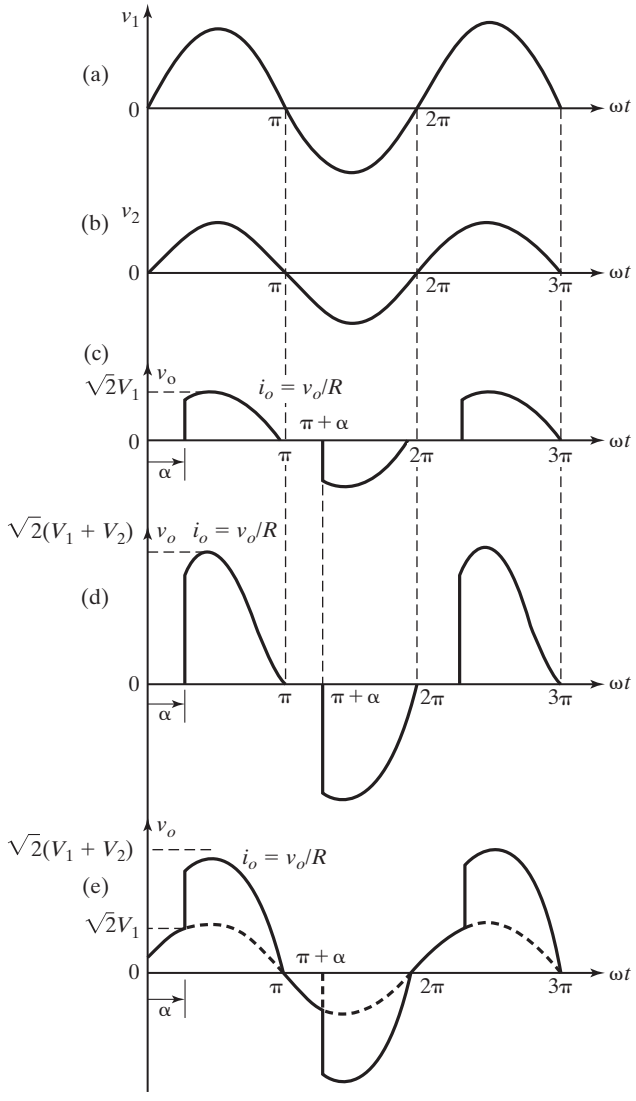


FIGURA 11.14

Formas de onda de un cambiador de conexión de transformador. (a) Voltaje del secundario 1; (b) Voltaje para el secundario 2; (c) Voltaje de salida para el caso 1; (d) Voltaje de salida para el caso 2, y (d) Voltaje de salida para el caso 3.

$$V_o = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_0^2\, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$= \left\{\frac{2}{2\pi}\left[\int_0^{\alpha} 2V_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} 2(V_1 + V_2)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]\right\}^{1/2}$$

$$= \left[\frac{V_1^2}{\pi}\left(\alpha - \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right) + \frac{(V_1 + V_2)^2)}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \tag{11.30}$$

Con cargas RL, el circuito de control de compuerta de un cambiador de conexión sincrónico requiere un diseño cuidadoso. Supongamos que los tiristores T_1 y T_2 se apagan, mientras

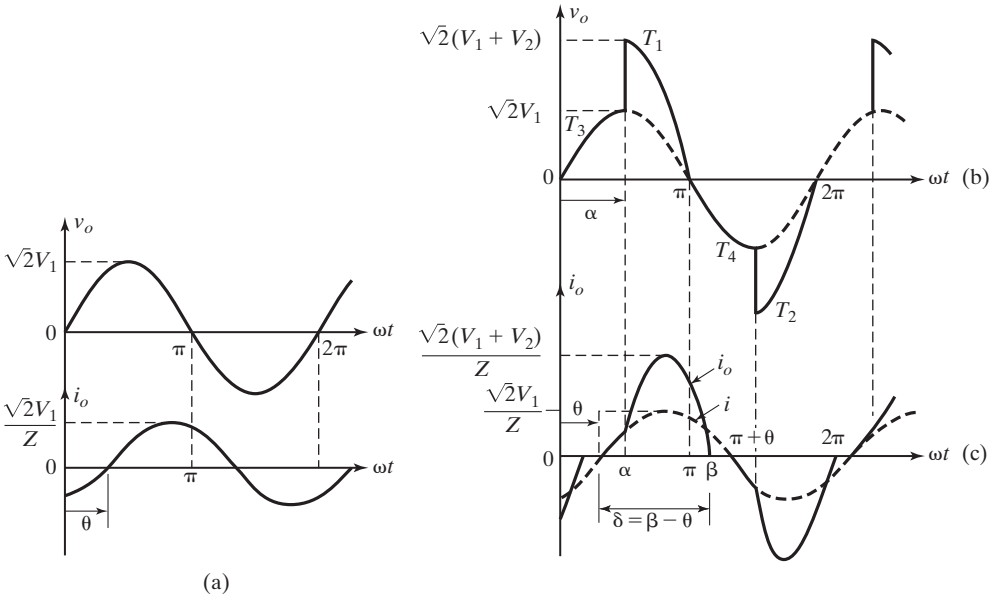


FIGURA 11.15

Formas de onda de voltaje y corriente para una carga *RL*. (a) Voltaje y corriente de salida; (b) Voltaje de salida, y (c) Corriente de salida y componente fundamental.

los tiristores T_3 y T_4 se encienden durante el medio ciclo alterno en el momento del cruce por cero de la corriente de carga. Ésta sería entonces

$$i_o = \frac{\sqrt{2}V_1}{Z} \operatorname{sen}(\omega t - \theta)$$

donde $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$.

La corriente instantánea de carga i_0 se muestra en la figura 11.15a. Si T_1 se enciende entonces en $\omega t = \alpha$, donde $\alpha < \theta$, el segundo devanado del transformador se pone en corto-circuito porque el tiristor T_3 sigue conduciendo y transportando corriente debido a la carga inductiva. Por consiguiente, el circuito de control debe diseñarse de tal modo que T_1 no se encienda hasta que T_3 se apague e $i_0 \geq 0$. Asimismo, T_2 no debe encenderse hasta que T_4 se apague e $i_0 \leq 0$. Las formas de onda del voltaje de carga v_0 y la corriente de carga i_0 se muestran en las figuras 11.15b y c para $\alpha > \theta$. La corriente de salida contiene armónicos y su componente fundamental se muestra con líneas punteadas.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta es la siguiente:

1. Para un voltaje de salida $0 \leq V_o \leq V_1$, controlar T_3 y T_4 con ángulos de retardo α y $\pi + \alpha$, respectivamente, mientras se apagan las señales de compuerta para T_1 y T_2.
2. Para voltajes de salida $0 \leq V_o \leq (V_1 + V_2)$, controlar T_1 y T_2 en ángulos de retardo α y $\pi + \alpha$, respectivamente mientras se apagan las señales de compuerta para T_3 y T_4.

Ejemplo 11.5 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un cambiador de conexión monofásico

El circuito de la figura 11.13 se controla como un cambiador de conexión sincrónico. El voltaje del primario es 240 V (rms), 60 Hz. Los voltajes del secundario son $V_1 = 120$ V y $V_2 = 120$ V. Si la resistencia de carga es $R = 10\ \Omega$ y el voltaje rms de carga es 180 V, determine (a) el ángulo de retardo de los tiristores T_1 y T_2; (b) la corriente rms de los tiristores T_1 y T_2; (c) la corriente rms de los tiristores T_3 y T_4, y (d) el PF de entrada.

Solución

$V_o = 180$ V, $V_p = 240$ V, $V_1 = 120$ V, $V_2 = 120$ V y $R = 10\ \Omega$.

a. El valor requerido del ángulo de retardo α para $V_o = 180$ V se puede determinar con la ecuación (11.30) de dos maneras: (1) trace V_o en función de α y determine el valor requerido de α, o bien (2) use un método de solución iterativo. Se utiliza un programa Mathcad para despejar la ecuación (11.30) para α por iteración y así se obtiene $\alpha = 98°$.

b. La corriente rms de los tiristores T_1 y T_2 se puede determinar con la ecuación (11.29):

$$\begin{aligned} I_{R1} &= \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{\alpha}^{\pi} 2(V_1 + V_2)^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \frac{V_1 + V_2}{\sqrt{2}R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \\ &= 10.9 \text{ A} \end{aligned} \tag{11.31}$$

c. La corriente rms de los tiristores T_3 y T_4 se determina con

$$\begin{aligned} I_{R3} &= \left[\frac{1}{2\pi R^2}\int_{0}^{\alpha} 2V_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2} \\ &= \frac{V_1}{\sqrt{2}R}\left[\frac{1}{\pi}\left(\alpha - \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} \\ &= 6.5 \text{ A} \end{aligned} \tag{11.32}$$

d. La corriente rms de un segundo devanado secundario (superior) es $I_2 = \sqrt{2}\, I_{R1} = 15.4$ A. La corriente rms del primer devanado secundario (inferior), la cual es la corriente rms total de los tiristores T_1, T_2, T_3 y T_4, es

$$I_1 = [(\sqrt{2}\, I_{R1})^2 + (\sqrt{2}\, I_{R3})^2]^{1/2} = 17.94 \text{ A}$$

La capacidad de VA del primario o secundario es $\text{VA} = V_1 I_1 + V_2 I_2 = 120 \times 17.94 + 12 \times 15.4 = 4000.8$. La potencia de carga es $P_o = V_0^2/R = 3240$ W, y el PF es

$$\text{PF} = \frac{P_o}{\text{VA}} = \frac{3240}{4000.8} = 0.8098 \text{ (retrasado)}$$

Puntos clave de la sección 11.7

- El voltaje en cada conexión se puede mantener fijo o variable dependiendo de los ángulos de retardo de los tiristores.
- Con una carga RL, el circuito de control de compuerta del cambiador de conexión requiere un cuidadoso diseño, de lo contrario los devanados secundarios del transformador se pueden poner en cortocircuito.

11.8 CICLOCONVERTIDORES

Los controladores de voltaje de ca proporcionan un voltaje de salida variable pero su frecuencia es fija, además de que el contenido armónico es alto sobre todo en un bajo rango de voltaje de salida. Se puede obtener un voltaje de salida variable a frecuencia variable mediante conversiones de dos etapas: ca fija a cd variable (por ejemplo rectificadores controlados, ya estudiados en el capítulo 10) y cd variable a ca a frecuencia variable (por ejemplo inversores, capítulo 6). Sin embargo, con los cicloconvertidores se pueden eliminar uno o más convertidores intermedios. Un cicloconvertidor es un cambiador de frecuencia directo que convierte la potencia de ca en una frecuencia a potencia de ca en otra frecuencia mediante la conversión de ca-ca, sin un enlace de conversión intermedio.

La mayoría de los cicloconvertidores se conmutan naturalmente y la frecuencia máxima de salida está limitada a un valor que es sólo una fracción de la frecuencia de la fuente. En consecuencia, las principales aplicaciones de los cicloconvertidores son en propulsores de motores de ca de baja velocidad hasta de 15,000 kW con frecuencias de 0 a 20 Hz. Los propulsores de ca se analizan en el capítulo 15.

Con el desarrollo de técnicas de conversión de potencia y método de control modernos, los propulsores de motor de ca alimentados por inversor están relevando a los propulsores alimentados por cicloconvertidor. Sin embargo, los avances recientes en dispositivos de potencia de conmutación rápida y microprocesadores permiten sintetizar e implementar estrategias de conversión avanzadas para cambiadores de frecuencia directos de conmutación forzada (FCDFCs) para optimizar la eficiencia y reducir los contenidos armónicos [1,2]. Las funciones de conmutación de los FCDFC se pueden programar para combinar las funciones de conmutación de los convertidores ca-cd y cd-ca. Debido a la naturaleza de las complejas derivaciones implicadas en los FCDFC, los cicloconvertidores de conmutación forzada no se analizan más a fondo.

11.8.1 Cicloconvertidores monofásicos

El principio de funcionamiento de los cicloconvertidores monofásicos/monofásicos se puede explicar con ayuda de la figura 11.16a. Los dos convertidores monofásicos controlados funcionan como puentes rectificadores. Sin embargo, sus ángulos de retardo son tales que el voltaje de salida de un convertidor es igual y opuesto al del otro convertidor. Si el convertidor *P* funciona solo, el voltaje promedio de salida es positivo, y si el convertidor *N* es el que funciona, el voltaje de salida es negativo. La figura 11.16b muestra el circuito equivalente simplificado del convertidor dual. Las figuras 11.16c-e muestran las formas de onda del voltaje de salida y las señales de control de compuerta de convertidores positivos y negativos, con el convertidor positivo encendido durante el tiempo $T_0/2$ y el convertidor negativo funcionando durante el tiempo $T_0/2$. La frecuencia del voltaje de salida es $f_o = 1/T_0$.

Si α_p es el ángulo de retardo del convertidor positivo, el ángulo de retardo del convertidor negativo es $\alpha_n = \pi - \alpha_p$. El voltaje promedio de salida del convertidor positivo es igual y opuesto al del convertidor negativo.

$$V_{cd2} = -V_{cd1} \tag{11.33}$$

Al igual que los convertidores de las secciones 10.3 y 10.5, quizá los valores instantáneos de los dos voltajes de salida no sean iguales. Es posible que circulen grandes corrientes armónicas dentro de los convertidores.

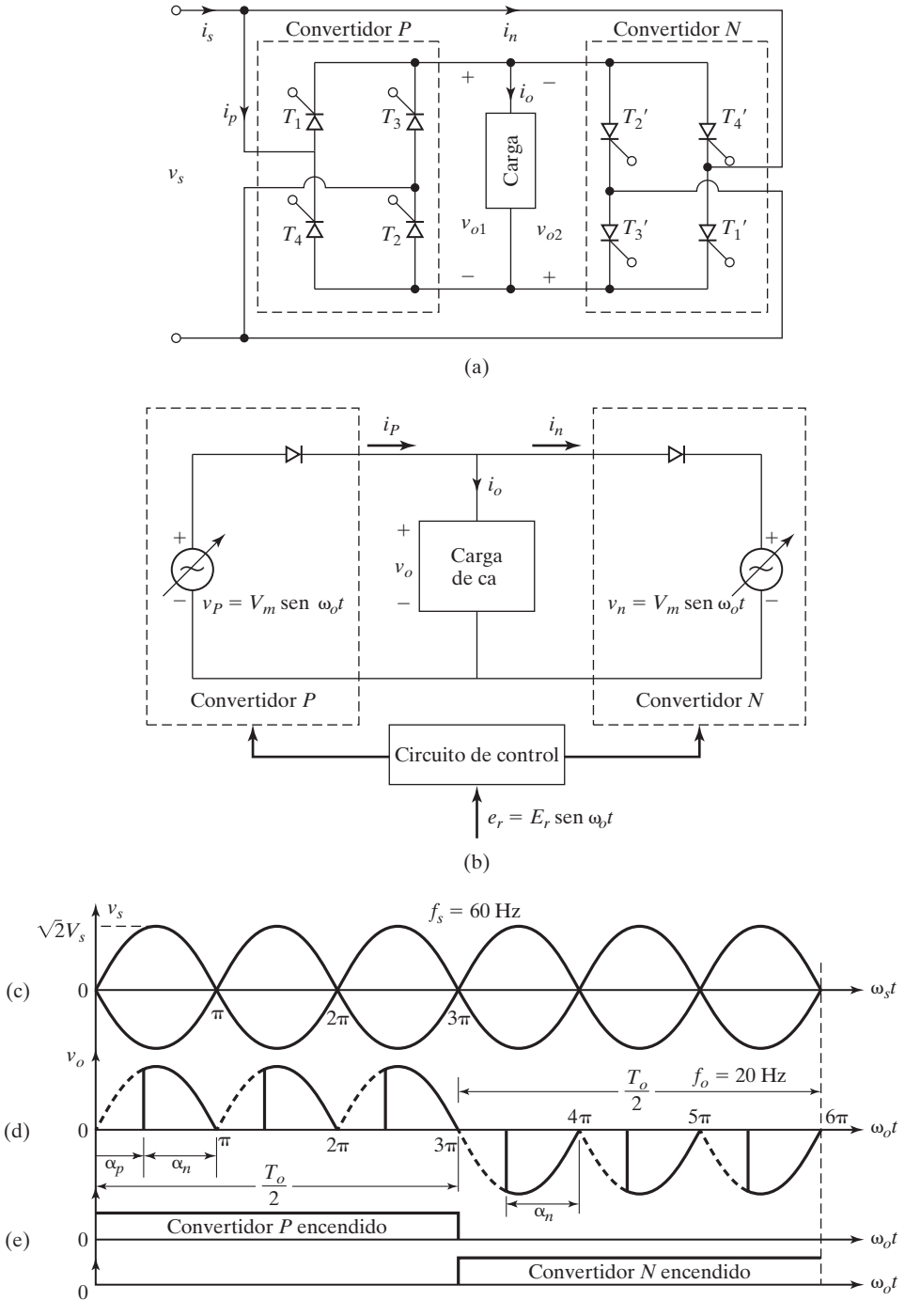


FIGURA 11.16

Cicloconvertidor monofásico/monofásico. (a) Circuito; (b) Circuito equivalente; (c) Voltaje de suministro de entrada; (d) Voltaje de salida, y (e) Periodos de conducción para convertidores *P* y *N*.

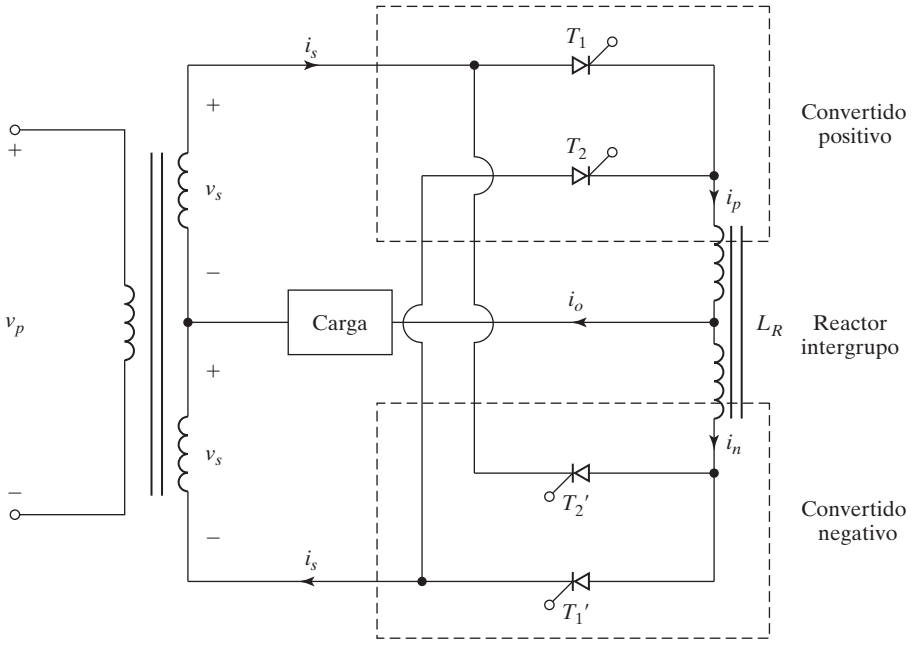


FIGURA 11.17

Cicloconvertidor con reactor intergrupo.

La corriente circulante se puede eliminar suprimiendo los pulsos de compuerta dirigidos hacia el convertidor que no suministra corriente de carga. En la figura 11.17 se muestra un cicloconvertidor monofásico con un transformador de conexión central que tiene un reactor de intergrupo, el cual mantiene un flujo de corriente continuo y que también limita la corriente circulante.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta [1] es la siguiente:

1. Durante el primer medio periodo de la frecuencia de salida $T_o/2$, opere el convertidor P como un rectificador controlado normal (en la sección 10.2) con un ángulo de retardo de $\alpha_P = \alpha$; es decir, disparando T_1 y T_2 a α y T_2 y T_3 y T_4 a $\pi + \alpha$.
2. Durante el segundo medio periodo $T_o/2$, opere el convertidor N como un rectificador controlado normal con un ángulo de retardo de $\alpha_n = \pi - \alpha$; es decir, disparando T_1' y T_2' a $\pi - \alpha$, y T_3' y T_4' a $2\pi - \alpha$.

Ejemplo 11.6 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un cicloconvertidor monofásico

El voltaje de entrada al cicloconvertidor de la figura 11.6a es 120 V (rms), 60 Hz. La resistencia de carga es 5 Ω y la inductancia de carga es $L = 40$ mH. La frecuencia del voltaje de salida es 20 Hz. Si los convertidores funcionan como semiconvertidores de tal modo que $0 \leq \alpha \leq \pi$ y el ángulo de retardo es $\alpha_p = 2\pi/3$, determine (a) el valor rms del voltaje de salida V_o; (b) la corriente rms I_R de cada tiristor, y (c) el PF de entrada.

Solución

$V_s = 120$ V, $f_s = 60$ Hz, $f_o = 20$ Hz, $R = 5\ \Omega$, $L = 40$ mH, $\alpha_p = 2\pi/3$, $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125.66$ rad/s, y $X_L = \omega_0 L = 5.027\ \Omega$.

a. Para $0 \leq \alpha \leq \pi$, la ecuación (11.1) da el voltaje rms de salida

$$V_o = V_s\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} = 53 \text{ V} \tag{11.34}$$

b. $Z = [R^2 + (\omega_0 L)^2]^{1/2} = 7.09\ \Omega$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L/R) = 45.2°$. La corriente rms de carga es $I_o = V_o/Z = 53/7.09 = 7.48$ A. La corriente rms a través de cada convertidor es $I_p = I_N = I_o/\sqrt{2} = 5.29$ A y la corriente rms a través de cada tiristor es $I_R = I_p/\sqrt{2} = 3.74$ A.

c. La corriente rms de entrada es $I_s = I_0 = 7.48$ A, la capacidad de VA es VA $= V_s I_s = 897.6$ VA, y la potencia de salida es $P_o = V_o I_o \cos\theta = 53 \times 7.48 \times \cos 45.2° = 279.35$ W. Utilizando la ecuación (11.11), el PF de entrada es,

$$\text{PF} = \frac{P_o}{V_s I_s} = \frac{V_o \cos\theta}{V_s} = \cos\theta\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\right)\right]^{1/2} = \frac{279.35}{897.6} = 0.311 \text{ (retrasado)} \tag{11.35}$$

Nota: la ecuación (11.35) no incluye el contenido armónico en el voltaje de salida y da el valor aproximado del PF. El valor real es menor que el dado por la ecuación (11.35). Las ecuaciones (11.34) y (11.35) también son válidas para cargas resistivas.

11.8.2 Cicloconvertidores trifásicos

En la figura 11.18a se muestra el diagrama del circuito de un cicloconvertidor trifásico. Los dos convertidores ca-cd son rectificadores trifásicos controlados. La síntesis de la forma de onda de salida para una frecuencia de salida de 12 Hz se muestra en la figura 11.18c. El convertidor positivo funciona durante la mitad del periodo de la frecuencia de salida y el convertidor negativo durante el otro medio periodo. El análisis de este cicloconvertidor se parece al de los cicloconvertidores monofásicos/monofásicos.

El control de motores de ca requiere un voltaje trifásico a una frecuencia variable. El cicloconvertidor de la figura 11.18a se puede ampliar para que proporcione una salida trifásica con 6 convertidores trifásicos, como se muestra en la figura 11.19a. Cada fase se compone de 6 tiristores, como se muestra en la figura 11.19b, y se requiere un total de 18 tiristores. Si se usaran 6 convertidores trifásicos de onda completa se requerirían 36 tiristores.

Secuencia de control de compuerta. La secuencia de control de compuerta [1] es la siguiente:

1. Durante el primer medio periodo de la frecuencia de salida $T_o/2$, opere el convertidor P como un rectificador trifásico controlado normal (en la sección 11.5) con un ángulo de retardo $\alpha_p = \alpha$.
2. Durante el segundo medio periodo $T_o/2$, opere el convertidor N como un rectificador trifásico controlado normal con un ángulo de retardo $\alpha_n = \pi - \alpha$.

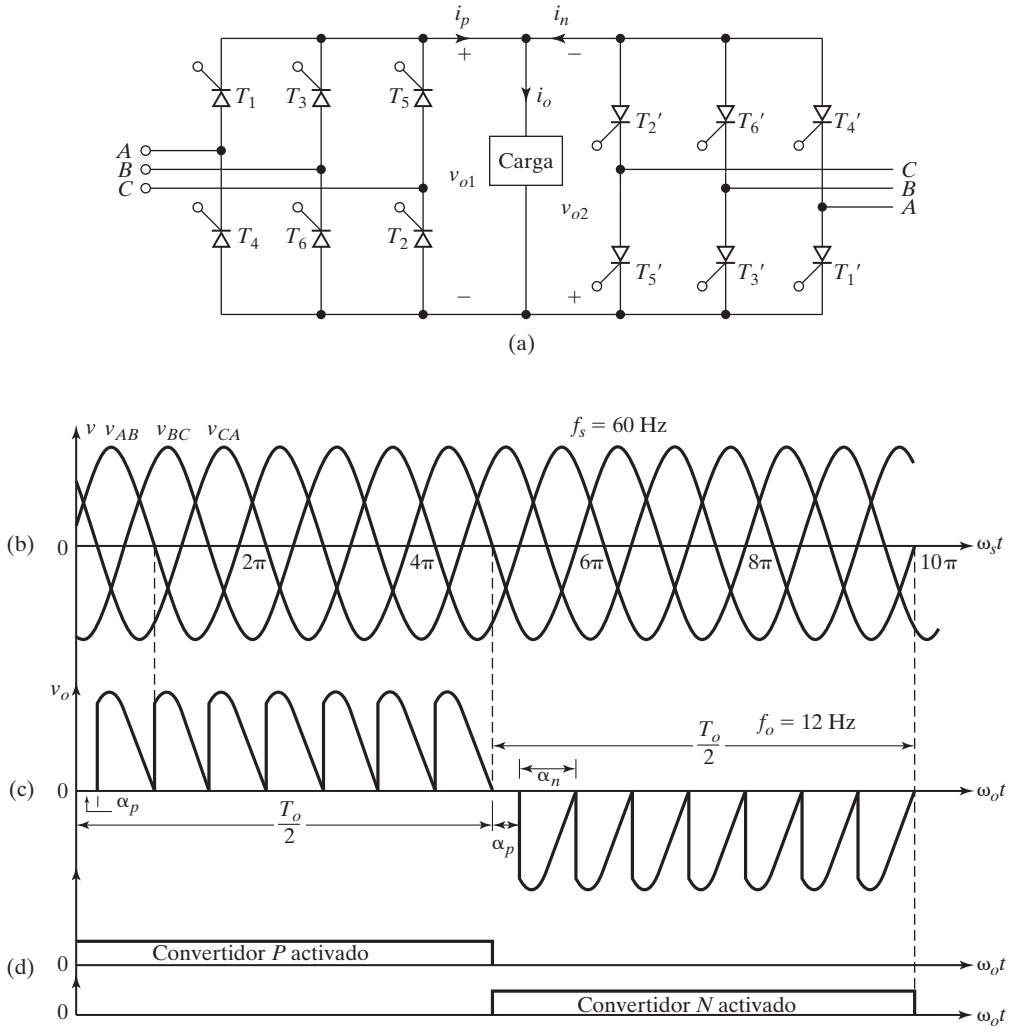


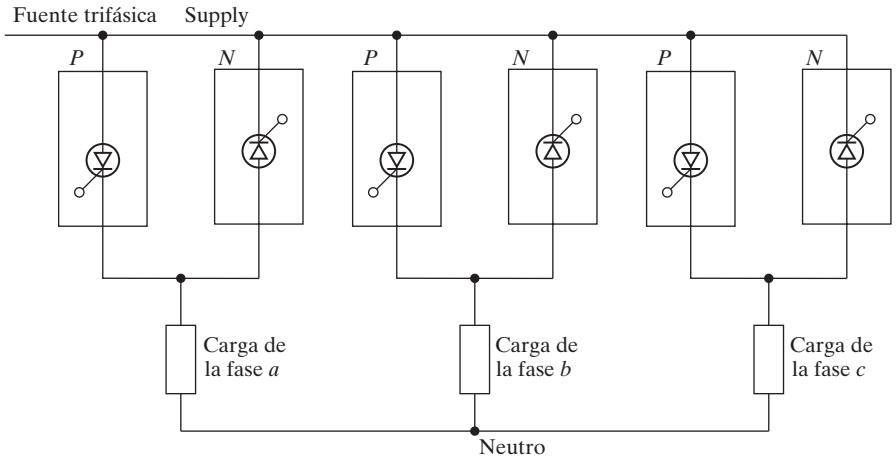
FIGURA 11.18

Cicloconvertidor trifásico/monofásico. (a) Circuito; (b) Voltajes de línea; (c) Voltajes de salida, y (d) Periodos de conducción de los convertidores *P* y *N*.

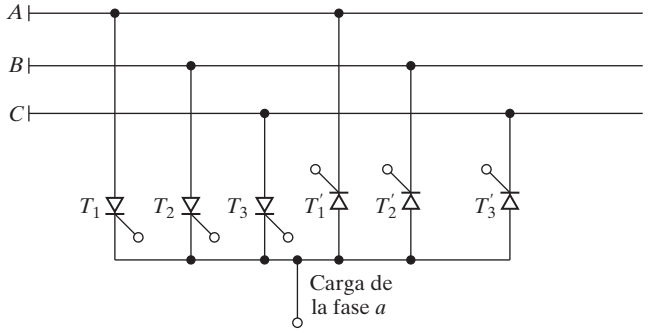
11.8.3 Reducción de los armónicos de salida

En las figuras 11.16d y 11.18c observamos que el voltaje de salida no es puramente senoidal, y en consecuencia el voltaje de salida contiene armónicos. La ecuación (11.35) muestra que el PF de entrada depende del ángulo de retardo de los tiristores y es malo, en especial en el rango de bajo voltaje de salida.

El voltaje de salida de los cicloconvertidores se compone básicamente de segmentos de voltajes de entrada y el valor promedio de un segmento depende del ángulo de retardo de dicho segmento. Si los ángulos de retardo de los segmentos se hicieran variar de modo que los valores promedio de los segmentos correspondieran tanto como fuera posible a las variaciones del voltaje de salida senoidal deseado, los armónicos en el voltaje de salida se pueden minimizar [2,3].



(a) Esquema



(b) Fase *a*

FIGURA 11.19

Cicloconvertidor trifásico/trifásico.

La ecuación (10.1) indica que el voltaje promedio de salida de un segmento es una función coseno del ángulo de retardo. Los ángulos de retardo de los segmentos se pueden generar comparando una señal coseno en la frecuencia de la fuente ($v_c = \sqrt{2}\, V_s \cos \omega_s t$) con un voltaje de referencia senoidal ideal en la frecuencia de salida ($v_r = \sqrt{2}\, V_r \operatorname{sen} \omega_0 t$). La figura 11.20 muestra la generación de señales de control de compuerta para los tiristores del cicloconvertidor de la figura 11.18a.

El voltaje promedio máximo de un segmento (que se presenta cuando $\alpha_p = 0$) debe ser igual al valor pico del voltaje de salida, por ejemplo, con la ecuación (10.1),

$$V_p = \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} = \sqrt{2}V_o \tag{11.36}$$

que da el valor rms del voltaje de salida como

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = \frac{2V_p}{\pi} \tag{11.37}$$

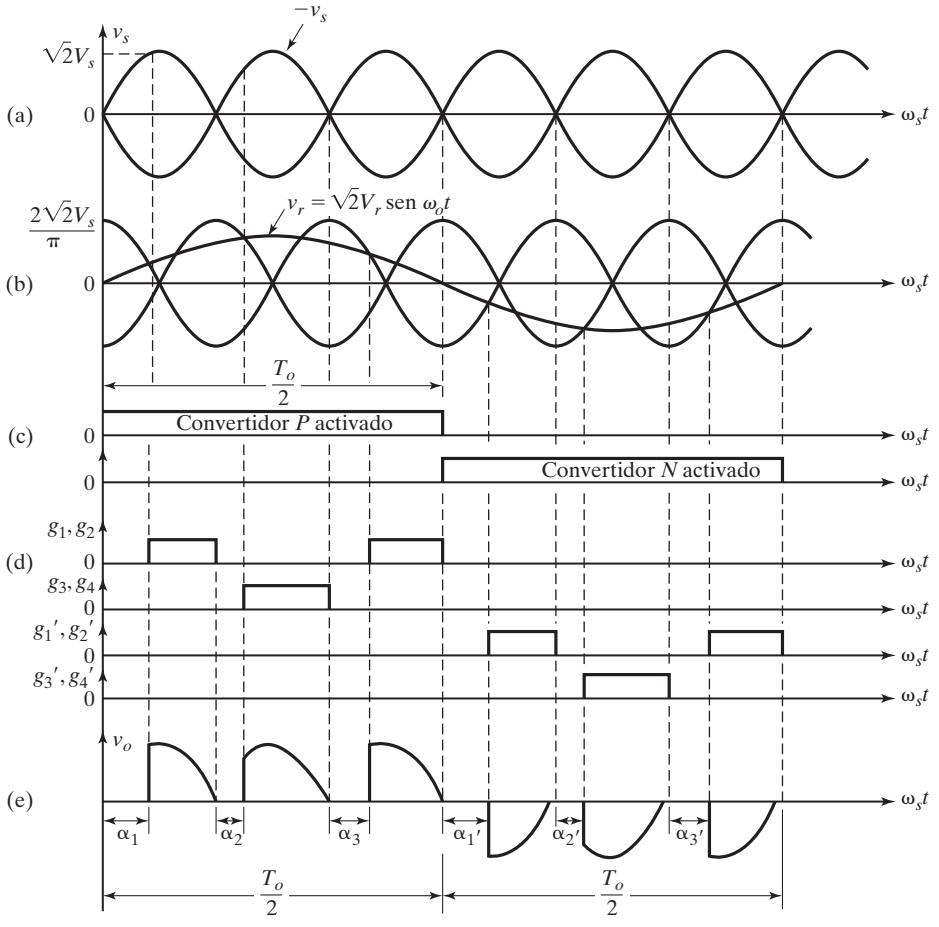


FIGURA 11.20

Generación de señales de control de compuerta de tiristor. (a) Voltaje de suministro de entrada; (b) Voltaje de referencia en frecuencia de salida; (c) Periodos de conducción para los convertidores *P* y *N*; (d) Pulsos de compuerta de tiristor, y (e) Voltaje de salida.

Ejemplo 11.7 Cómo determinar los parámetros de desempeño de un cicloconvertidor monofásico con una señal coseno de referencia

Repita el ejemplo 11.6 si los ángulos de retardo del cicloconvertidor se generan comparando una señal coseno en la frecuencia de la fuente con una señal senoidal en la frecuencia de salida como se muestra en la figura 11.20.

Solución

$V_s = 120$ V, $f_s = 60$ Hz, $f_o = 20$ Hz, $R = 5\ \Omega$, $L = 40$ mH, $\alpha_p = 2\pi/3$, $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125.66$ rad/s, y $X_L = \omega_0 L = 5.027\ \Omega$.

a. Según la ecuación (11.37), el valor rms del voltaje de salida es

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = 0.6366V_s = 0.6366 \times 120 = 76.39 \text{ V}$$

b. $Z = [R^2 + (\omega_0 L)^2]^{1/2} = 7.09\,\Omega$ y $\theta = \tan^{-1}(\omega_0 L/R) = 45.2°$. La corriente rms de carga es $I_o = V_o/Z = 76.39/7.09 = 10.77$ A. La corriente rms a través de cada convertidor es $I_p = I_N = I_L/\sqrt{2} = 7.62$ A, y la corriente rms a través de cada tiristor es $I_R = I_p/\sqrt{2} = 5.39$ A.

c. La corriente rms de entrada es $I_s = I_o = 10.77$ A, la capacidad de VA es $VA = V_s I_s = 1292.4$ VA, y la potencia de salida es

$$P_o = V_o I_o \cos\theta = 0.6366 V_s I_o \cos\theta = 579.73 \text{ W}.$$

El PF de entrada es

$$\text{PF} = 0.6366 \cos\theta = \frac{579.73}{1292.4} = 0.449 \text{ (retrasado)} \tag{11.38}$$

Nota: la ecuación (11.38) muestra que el PF de entrada es independiente del ángulo de retardo α y que sólo depende del ángulo de carga θ. Sin embargo, para control normal por ángulo de fase, el PF de entrada depende tanto del ángulo de retardo α como del ángulo de carga θ. Si comparamos la ecuación (11.35) con la ecuación (11.38), hay un valor crítico de ángulo de retardo α_c, el cual está dado por

$$\left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha_c + \frac{\text{sen } 2\alpha_c}{2}\right)\right]^{1/2} = 0.6366 \tag{11.39}$$

Para $\alpha < \alpha_c$, el control normal por ángulo de retardo exhibiría un mejor PF y la solución de la ecuación (11.39) da $\alpha_c = 98.59^o$.

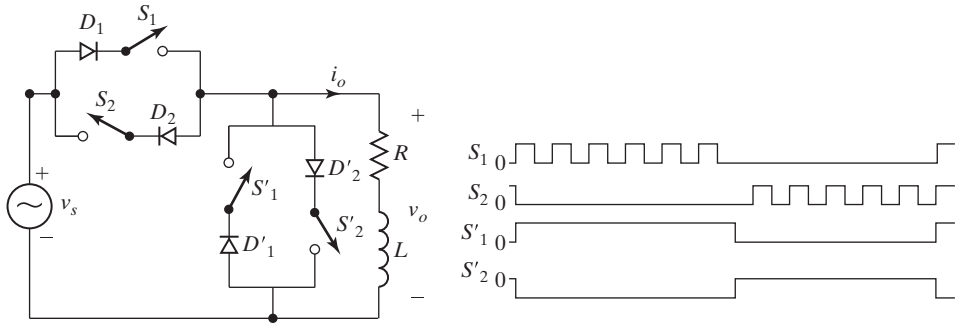
Puntos clave de la sección 11.8

- Un cicloconvertidor es básicamente un convertidor dual monofásico o trifásico.
- Se obtiene un voltaje de salida de ca activando el convertidor *P* sólo durante el primer periodo $T_o/2$ para producir el voltaje positivo y el convertidor *N* sólo durante el segundo periodo $T_o/2$ para producir el voltaje negativo.

11.9 CONTROLADORES DE VOLTAJE DE CA CON CONTROL DE PWM

En la sección 11.7 vimos que el PF de entrada de rectificadores controlados se puede mejorar mediante un tipo de control de modulación por ancho de pulso (PWM). Los controladores de tiristores naturalmente conmutados introducen armónicos de bajo orden tanto en el lado de la carga como en el de la fuente y tienen un bajo PF de entrada. El desempeño de los controladores de voltaje de ca se puede mejorar por control de PWM [4]. En la figura 11.21a se muestra la configuración del circuito de un controlador de voltaje de ca monofásico para control de PWM. Las señales de control de compuerta de los interruptores se muestran en la figura 11.21b. Los interruptores S_1 y S_2 se activan y desactivan varias veces durante los medios ciclos positivos y negativos del voltaje de entrada, respectivamente. S_1' y S_2' proporcionan las trayectorias de conducción libre para la corriente de carga, en tanto que S_1 y S_2, respectivamente, están desactivados. Los diodos no permiten que aparezcan voltajes inversos a través de los interruptores.

El voltaje de salida se muestra en la figura 11.22a. Para una carga resistiva, la corriente de carga se parece al voltaje de salida. Con una carga *RL*, la corriente de carga sube en



(a) Circuito (b) Señales de disparo

FIGURA 11.21

Controlador de voltaje de ca para control de PWM.

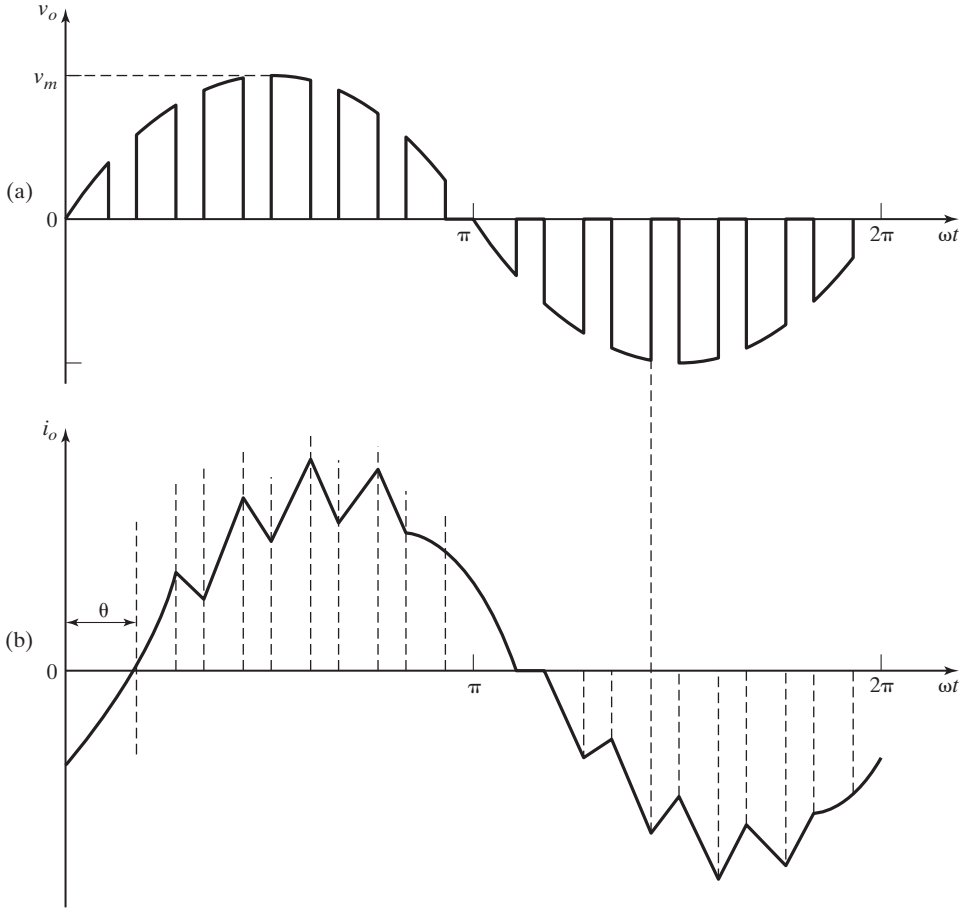


FIGURA 11.22

Voltaje de salida y corriente de carga de un controlador de voltaje de ca.
(a) Voltaje de salida y (b) Corriente de salida.

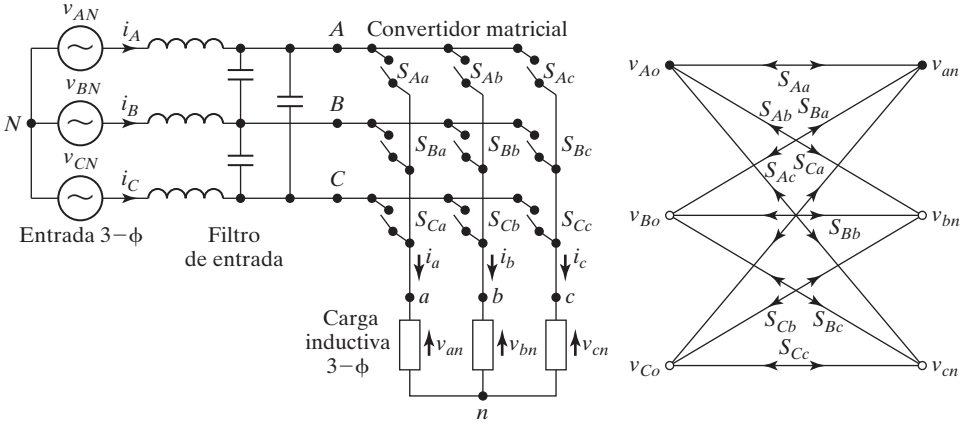
la dirección positiva o negativa cuando el interruptor S_1 o S_2 se activan, respectivamente. Asimismo, la corriente de carga cae cuando S_1' o S_2' se activan. La corriente de carga se muestra en la figura 11.22b con una carga RL.

Punto clave de la sección 11.9

- Si se utilizan dispositivos de conmutación rápida, se pueden aplicar técnicas de PWM a los controladores de voltaje de ca para producir voltaje de salida variable con un mejor PF de entrada.

11.10 CONVERTIDOR MATRICIAL

El convertidor matricial utiliza interruptores bidireccionales totalmente controlados para la conversión directa de ca a ca. Es un convertidor de una sola etapa que requiere sólo nueve interruptores para conversión trifásica a trifásica [5,7]. Es una alternativa del inversor-rectificador de fuente de voltaje de PWM bilateral. El diagrama del circuito del convertidor matricial de trifásico a trifásico (3ϕ−3ϕ) se muestra en la figura 11.23a [8,9]. Los nueve interruptores bidireccionales están dispuestos de tal modo que cualquiera de las tres fases de entrada se podría conectar a cualquier fase de salida mediante el símbolo de matriz de conmutación de la figura 11.23b. Por consiguiente, se puede hacer que el voltaje en cualquier terminal de entrada aparezca en cualquier terminal o terminales de salida mientras que la corriente en cualquier fase de la carga se puede extraer de cualquier fase o fases de la fuente de entrada. Normalmente se utiliza un filtro LC de entrada de ca para eliminar las corrientes armónicas en el lado de entrada y la carga es lo bastante inductiva para mantener la continuidad de las corrientes de salida [10]. El término *matricial* se debe a que utiliza



(a) Circuito de convertidor (b) Matriz de conmutación

FIGURA 11.23

(a) Circuito de convertidor matricial (3ϕ−3ϕ) con filtro de entrada y (b) Símbolo de matriz de conmutación de convertidor.

exactamente un interruptor para cada una de las posibles conexiones entre la entrada y la salida. Los interruptores se deben controlar de modo que en cualquier momento, uno y sólo uno de los tres interruptores conectados a una fase de salida debe cerrarse para evitar un cortocircuito en las líneas de suministro o interrumpir el flujo de la corriente de carga en una carga inductiva. Con estas restricciones, hay 512($= 2^9$) estados posibles del convertidor, pero sólo se permiten 27 combinaciones de conmutación para producir los voltajes de línea de salida y corrientes de fase de entrada. Con un conjunto dado de voltajes trifásicos de entrada se puede sintetizar cualquier conjunto deseado de voltajes trifásicos de salida si se adopta una estrategia adecuada de conmutación [11,12].

El convertidor matricial puede conectar cualquier fase de entrada (A, B y C) a cualquier fase de salida (a, b y c) en cualquier instante. Cuando están conectadas los voltajes v_{an}, v_{bn}, v_{cn} en las terminales de salida están relacionados con los voltajes de entrada v_{AN}, v_{BN} y v_{CN} como

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \tag{11.40}$$

donde de S_{Aa} a S_{Cc} son las variables de conmutación de los interruptores correspondientes. Para una carga lineal balanceada conectada en Y en las terminales de salida, las corrientes de fase de salida están relacionadas con las corrientes de fase de salida por

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{11.41}$$

donde la matriz de las variables de conmutación de la ecuación (11.41) es una traspuesta de la matriz respectiva de la ecuación (11.40). El convertidor matricial se debe controlar mediante una secuencia específica y apropiadamente temporizada de los valores de las variables de conmutación, lo que da por resultado voltajes de salida balanceados que tienen la frecuencia y amplitud deseadas, en tanto que las corrientes de entrada están balanceadas y en fase con respecto a los voltajes de entrada. Sin embargo, el voltaje de salida pico a pico máximo no puede ser mayor que la diferencia mínima de voltaje entre las dos fases de la entrada. A pesar de la estrategia de conmutación, hay un límite físico en el voltaje de salida alcanzable y la relación de transferencia de voltaje máxima es 0.866. Los métodos de control para convertidores matriciales deben contar con la capacidad de control independiente de los voltajes de salida y corrientes de entrada. Por lo común [12] son tres tipos de métodos los que se utilizan: (1) El método de Venturini, que se basa en un método matemático de análisis de la función de transferencia [5]. (2) la PWM, y (3) modulación por vector espacial [3].

Las ventajas del convertidor matricial son (1) flujo de potencia bidireccional inherente; (2) forma de onda de entrada-salida senoidal con moderada frecuencia de conmutación; (3) posibilidad de diseño compacto por la ausencia de componentes reactivos de enlace de cd, y (4) PF de entrada controlable independiente de las corrientes de carga de salida. Sin embargo, las aplicaciones prácticas de los convertidores matriciales son muy limitadas. Las razones principales son (1) no disponibilidad de los interruptores monolíticos totalmente controlados

bilaterales capaces de operar a alta frecuencia; (2) implementación compleja de ley de control; (3) limitación intrínseca de la relación del voltaje de salida-entrada, y (4) conmutación y protección de los interruptores. Con control de PWM de vector espacial y sobremodulación, la relación de transferencia de voltaje se puede incrementar a 1.05 a expensas de más armónicos y grandes capacitores filtro [13].

Punto clave de la sección 11.10

- El convertidor matricial es un convertidor de una sola etapa. Utiliza interruptores bidireccionales totalmente controlados para conversión directa de ca a ca. Es una alternativa del inversor-rectificador de fuente de voltaje con PWM bilateral.

11.11 DISEÑO DE CIRCUITOS DE CONTROLADOR DE VOLTAJE DE CA

Las capacidades de los dispositivos de potencia deben diseñarse para condiciones del tipo del peor de los casos, que se presentan cuando el convertidor suministra el valor rms máximo del voltaje de salida V_o. Los filtros de entrada y salida también se deben diseñar para condiciones del peor de los casos. La salida de un controlador de potencia contiene armónicos y se debe determinar el ángulo de retardo para el peor de los casos de un arreglo de circuito particular. Los pasos implicados en el diseño de circuitos de potencia y filtros se parecen a los del diseño de un circuito de rectificador en la sección 3.11.

Ejemplo 11.8 Cómo determinar las capacidades de dispositivo del controlador monofásico de onda completa

El controlador de voltaje de ca monofásico de onda completa de la figura 11.2a controla el flujo de potencia de una fuente de ca de 230 V, 60 Hz en una carga resistiva. La potencia de salida máxima deseada es 10 kW. Calcule (a) la capacidad de corriente rms máxima de los tiristores I_{RM}; (b) la capacidad de corriente de los tiristores I_{AM}; (c) la corriente pico de los tiristores I_p, y (d) el valor pico del voltaje del tiristor V_p.

Solución

$P_o = 10{,}000$ W, $V_s = 230$ V, y $V_m = \sqrt{2} \times 230 = 325.3$ V. La potencia máxima se puede suministrar cuando el ángulo de retardo es $\alpha = 0$. Según la ecuación (11.1), el valor rms del voltaje de salida $V_o = V_s = 230$ V, $P_o = V_0^2/R = 230^2/R = 10{,}000$, y la resistencia de carga es $R = 5.29\ \Omega$.

a. El valor rms máximo de la corriente de carga es $I_{oM} = V_o/R = 230/5.29 = 43.48$ A, y el valor rms máximo de la corriente del tiristor es $I_{RM} = I_{oM}/\sqrt{2} = 30.75$ A.

b. De acuerdo con la ecuación (11.3) la corriente promedio máxima de los tiristores es,

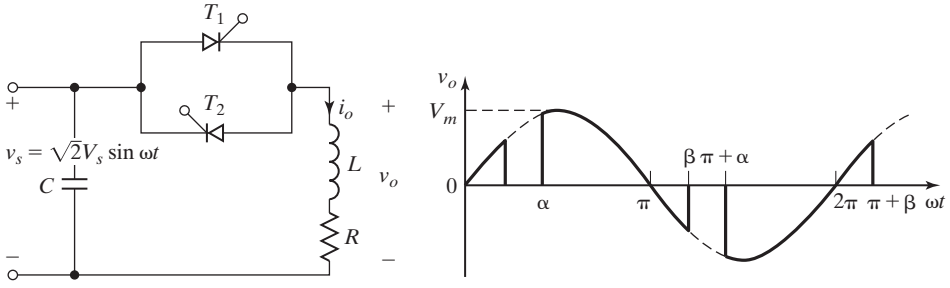
$$I_{AM} = \frac{\sqrt{2} \times 230}{\pi \times 5.29} = 19.57 \text{ A}$$

c. La corriente pico del tiristor es $I_p = V_m/R = 325.3/5.29 = 1.5$ A.

d. El voltaje pico del tiristor es $V_p = V_m = 325.3$ V.

Ejemplo 11.9 Cómo determinar los voltajes y corrientes armónicos de un controlador monofásico de onda completa

El controlador monofásico de onda completa de la figura 11.5a controla la potencia suministrada a una carga *RL* y el voltaje de la fuente es 120 V (rms), 60 Hz. (a) Use el método de la serie de Fourier para obtener expresiones para el voltaje de salida $v_o(t)$ y la corriente de carga $i_o(t)$ en función del ángulo de retardo α. (b) Determine el ángulo de retardo para la cantidad máxima de corriente armónica de menor orden en la carga. (c) Si $R = 5\ \Omega$, $L = 10$ mH, y $\alpha = \pi/2$, determine el valor rms del tercer armónico de la corriente. (d) Si se conecta un capacitor en paralelo con la carga (figura 11.24a), calcule el valor de la capacitancia para reducir el tercer armónico de la corriente a 10% del valor sin el capacitor.



(a) Circuit (b) Output voltage

FIGURA 11.24

Convertidor monofásico completo con carga *RL*.

Solución

a. La forma de onda del voltaje de entrada se muestra en la figura 11.5b. El voltaje instantáneo de salida como se muestra en la figura 11.24b se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_o(t) = V_{cd} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} b_n \operatorname{sen} n\omega t \tag{11.42}$$

donde

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_m \operatorname{sen}\ \omega t\, d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_\alpha^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\ \omega t \cos n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}\ \omega t \cos n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi}\left[\frac{\cos(1-n)\alpha - \cos(1-n)\beta + \cos(1-n)(\pi+\alpha) - \cos(1-n)(\pi+\beta)}{1-n}\right.$$

$$\left. + \frac{\cos(1+n)\alpha - \cos(1+n)\beta + \cos(1+n)(\pi+\alpha) - \cos(1+n)(\pi+\beta)}{1+n}\right]$$

$$\text{para } n = 3, 5, \ldots \tag{11.43}$$

$$= 0 \qquad \text{para } n = 2, 4, \ldots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi}\left[\frac{\begin{array}{c}\operatorname{sen}(1-n)\beta - \operatorname{sen}(1-n)\alpha + \operatorname{sen}(1-n)(\pi+\beta) \\ - \operatorname{sen}(1-n)(\pi+\alpha)\end{array}}{1-n}\right.$$

$$\left. - \frac{\begin{array}{c}\operatorname{sen}(1+n)\beta - \operatorname{sen}(1+n)\alpha + \operatorname{sen}(1+n)(\pi+\beta) \\ - \operatorname{sen}(1+n)(\pi+\alpha)\end{array}}{1+n}\right]$$

Para $n = 3, 5, \ldots$ (11.44)

$= 0$ para $n = 2, 4, \ldots$

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \cos \omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \cos \omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi}[\operatorname{sen}^2\beta - \operatorname{sen}^2\alpha + \operatorname{sen}^2(\pi+\beta) - \operatorname{sen}^2(\pi+\alpha)] \quad \text{para } n = 1 \tag{11.45}$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\beta} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi}\left[2(\beta-\alpha) - \frac{\operatorname{sen} 2\beta - \operatorname{sen} 2\alpha + \operatorname{sen} 2(\pi+\beta) - \operatorname{sen} 2(\pi+\alpha)}{2}\right]$$

para $n = 1$ (11.46)

La impedancia de carga es

$$Z = R + j(n\omega L) = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \underline{/\theta_n}$$

y $\theta = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Dividiendo $v_o(t)$ de la ecuación (11.42) entre la impedancia de carga Z y simplificando los términos seno y coseno se obtiene la corriente de carga como

$$i_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n + \phi_n) \tag{11.47}$$

donde $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n)$ y

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}} \tag{11.48}$$

b. El tercer armónico es el de menor orden. El cálculo del tercer armónico con varios valores del ángulo de retardo muestra que se vuelve máximo cuando $\alpha = \pi/2$. La distorsión armónica se incrementa y la calidad de la corriente de entrada se reduce con un incremento de los ángulos de disparo. Las variaciones de los armónicos de bajo orden con el ángulo de disparo se muestran en la figura 11.25. Existen sólo armónicos impares en la corriente de entrada por la simetría de media onda.

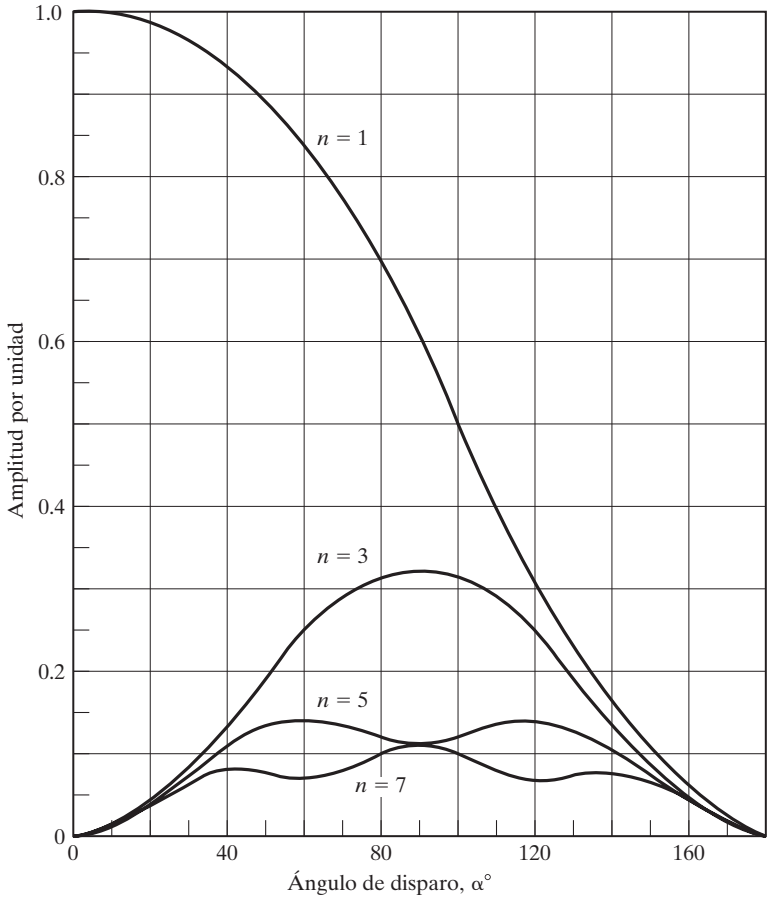


FIGURA 11.25

Contenido armónico en función del ángulo de disparo de un controlador monofásico de voltaje con carga *RL*.

c. Para $\alpha = \pi/2$, $L = 6.5$ mH, $R = 2.5\ \Omega$, $\omega = 2\pi \times 60 = 377$ rad/s y $V_s = 120$ V. De acuerdo con el ejemplo 11.2, obtenemos el ángulo de extinción como $\beta = 220.35°$. Se pueden calcular para valores conocidos de α, β, R, L, y V_s, a_n y b_n de la serie de Fourier de la ecuación (11.42) y la corriente de carga de la ecuación (11.47). La corriente de carga está dada por

$$\begin{aligned} i_o(t) &= 28.93 \operatorname{sen}(\omega t - 44.2° - 18°) + 7.96 \operatorname{sen}(3\omega t - 71.2° + 68.7°) \\ &\quad + 2.68 \operatorname{sen}(5\omega t - 78.5° - 68.6°) + 0.42 \operatorname{sen}(7\omega t - 81.7° + 122.7°) \\ &\quad + 0.59 \operatorname{sen}(9\omega t - 83.5° - 126.3°) + \cdots \end{aligned}$$

El valor rms del tercer armónico de la corriente es

$$I_3 = \frac{7.96}{\sqrt{2}} = 5.63 \text{ A}$$

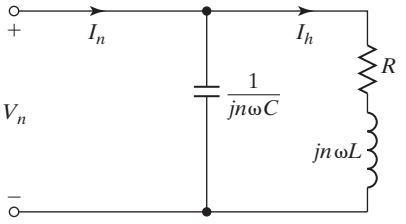


FIGURA 11.26
Circuito equivalente para determinar la corriente armónica.

d. La figura 11.26 muestra el circuito equivalente para determinar la corriente armónica. Utilizando la regla divisora del voltaje, la corriente armónica a través de la carga está dada por

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{X_c}{[R^2 + (n\omega L - X_c)^2]^{1/2}}$$

donde $X_c = 1/(n\omega C)$. Para $n = 3$ y $\omega = 377$,

$$\frac{I_h}{I_n} = \frac{X_c}{[2.5^2 + (3 \times 0.377 \times 6.5 - X_c)^2]^{1/2}} = 0.1$$

la cual da $X_c = -0.858$ o 0.7097. Como X_c no puede ser negativa, $X_c = 0.7097 = 1/(3 \times 377C)$ o $C = 1245.94\ \mu F$.

Ejemplo 11.10 Simulación con PSpice del controlador monofásico de onda completa

El controlador monofásico de voltaje de ca de la figura 11.5a tiene una carga $R = 2.5\ \Omega$ y $L = 6.5$ mH. El voltaje de suministro es 120 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = \pi/2$. Use PSpice para trazar el voltaje de salida y la corriente de carga así como para calcular la distorsión total armónica (THD) del voltaje y corriente de salida y el PF de entrada.

Solución

La corriente de carga de los controladores de voltaje de ca es del tipo de ca, y la corriente de un tiristor siempre se reduce a cero. No se necesita el diodo D_T en la figura 9.34b y el modelo del tiristor se puede simplificar como aparece en la figura 11.27. Este modelo se puede usar como subcircuito.

La definición de subcircuito para el rectificador controlado de silicio (SCR) modelo de tiristor se puede describir como sigue [15]:

```
*Subcircuito para un modelo de tiristor de ca
.SUBCKT    SCR       1         3          2
*         model    anode    +control    cathode
*         name               voltage
S1     1    5      6      2    SMOD         ; Interruptor
RG     3    4      50
VX     4    2      DC  0V
VY     5    2      DC  0V
RT     2    6      1
CT     6    2      1OUF
F1     2    6      POLY(2)      VX    VY    0    50    11
.MODEL    SMOD    VSWITCH (RON=0.01  ROFF=10E+5  VON=0.1V  VOFF=OV)
.ENDS SCR                              ; Termina definición de subcircuito
```

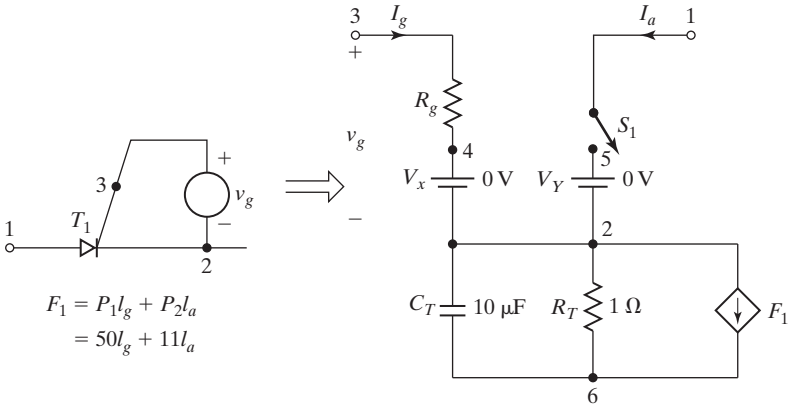


FIGURA 11.27

Modelo SPICE de un tiristor de ca.

El voltaje de suministro pico es V_m = 169.7 V. Para $\alpha_1 = \alpha_2 = 90°$, el tiempo de retardo es $t_1 = (90/360) \times (1000/60\ \text{Hz}) \times 1000 = 4166.7\ \mu\text{s}$. Un amortiguador en serie con $C_s = 0.1\ \mu\text{F}$ y $R_s = 750\ \Omega$ se conecta en paralelo con el tiristor para manejar el voltaje transitorio ocasionado por la carga inductiva. El controlador monofásico de voltaje de ca para simulación con PSpice se muestra en la figura 11.28a. Los voltajes de compuerta V_{g1} y V_{g2} para los tiristores se muestran en la figura 11.28b.

La lista del archivo del circuito es la siguiente:

```
Ejemplo 11.10  Controlador monofásico de voltaje de ca
VS   1   0  SIN    (0 169.7V 60HZ)
Vg1  2   4  PULSE  (0V 10V   4166.7US 1NS 1NS 100US 16666. 7US)
Vg2  3   1  PULSE  (0V 10V  12500.OUS 1NS 1NS 100US 16666. 7US)
R    4   5  2.5
L    5   6  6.5MH
VX   6   0  DC  0V          ; Fuente de voltaje para medir la corriente de
                             carga
* C  4   0      1245.94UF  ;  Capacitancia del filtro de salida
                           ;  Filtro de carga
CS   1   7  0.1UF
RS   7   4  750
*Invocación de subcircuito para modelo de tiristor
XT1  1   2  4    SCR                  ; Tiristor T1
XT2  4   3  1    SCR                  ; Tiristor T2
* El subcircuito SCR que falta debe ser insertado
.TRAN   10US   33.33MS                ; Análisis transitorio
.PROBE                                ; Postprocesador gráfico
.options abstol = 1.00n reltol = 1.0m vntol = 1.0m ITL5=10000
.FOUR  60HZ V(4)                      ; Análisis de Fourier
.END
```

Las gráficas PSpice del voltaje instantáneo de salida V (4) y la corriente de carga I(VX) se muestran en la figura 11.29.

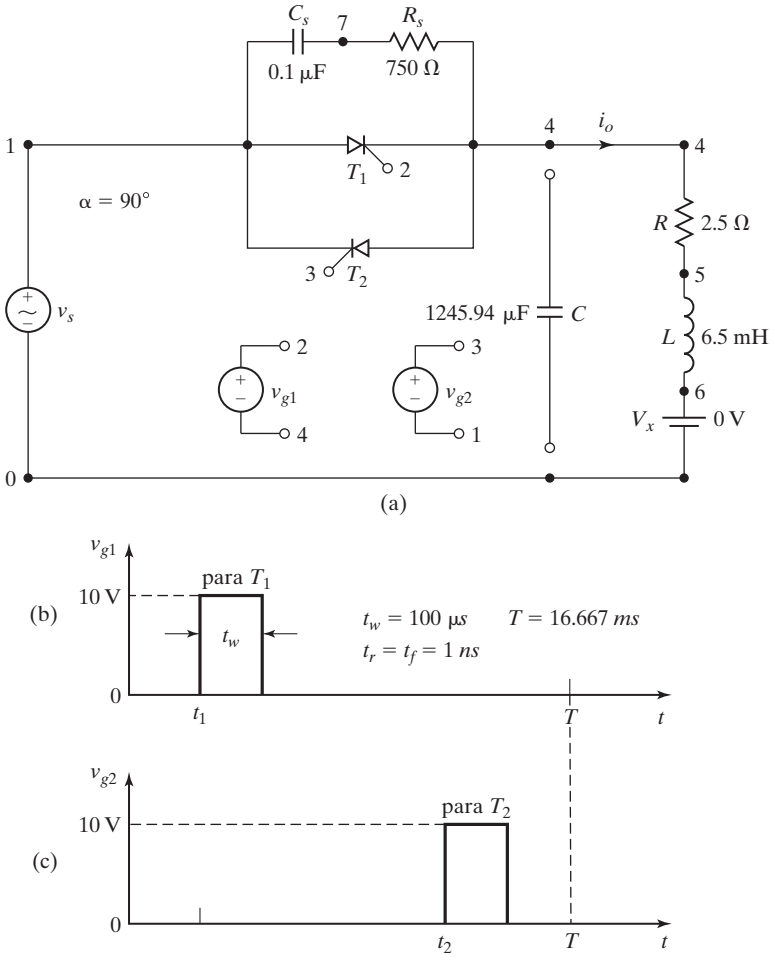


FIGURA 11.28

Controlador monofásico de voltaje de ca para simulación con PSpice. (a) Circuito; (b) Pulso de compuerta para el tiristor T_1, y (c) Pulso de compuerta para el tiristor T_2.

Los componentes de Fourier del voltaje de salida son los siguientes:

```
COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA V (4)
COMPONENTE DE CD = 1.784608E-03
ARMÓNICO  FRECUENCIA  COMPONENTE  COMPONENTE     FASE        FASE
  NÚM.       (HZ)     DE FOURIER  NORMALIZADO   (GRAD)   NORMALIZADA
                                                           (GRAD)
   1      6.000E+01   1.006E+02   1.000E+00  -1.828E+01  0.000E+00
   2      1.200E+02   2.764E-03   2.748E-05   6.196E+01  8.024E+01
   3      1.800E+02   6.174E+01   6.139E-01   6.960E+01  8.787E+01
   4      2.400E+02   1.038E-03   1.033E-05   6.731E+01  8.559E+01
   5      3.000E+02   3.311E+01   3.293E-01  -6.771E+01 -4.943E+01
   6      3.600E+02   1.969E-03   1.958E-05   1.261E+02  1.444E+02
   7      4.200E+02   6.954E+00   6.915E-02   1.185E+02  1.367E+02
   8      4.800E+02   3.451E-03   3.431E-05   1.017E+02  1.199E+02
   9      5.400E+02   1.384E+01   1.376E-01  -1.251E+02 -1.068E+02
DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA = 7.134427E+0.1 POR CIENTO
```

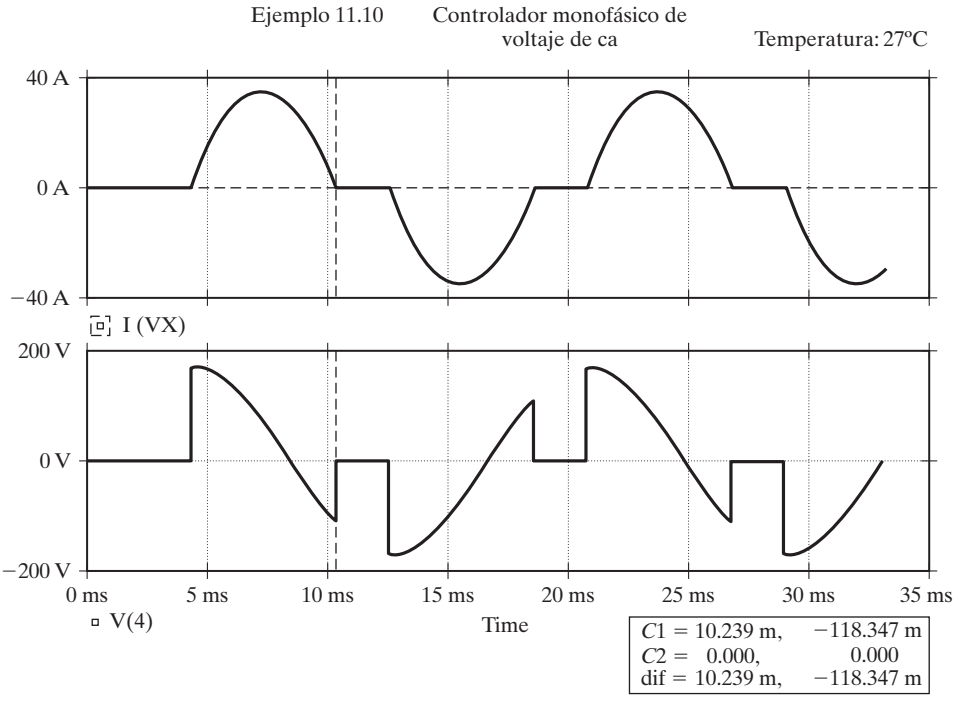


FIGURA 11.29

Gráficas del ejemplo 11.10.

Los componentes de Fourier de la corriente de salida, que es igual a la corriente de entrada, son los siguientes:

```
COMPONENTES DE FOURIER DE RESPUESTA TRANSITORIA I (VX)
COMPONENTE DE CD = -2.557837E-03
ARMÓNICO  FRECUENCIA  COMPONENTE  COMPONENTE     FASE        FASE
  NÚM.       (HZ)     DE FOURIER  NORMALIZADO   (GRAD)    NORMALIZADA
                                                            (GRAD)
   1      6.000E+01   2.869E+01   1.000E+00  -6.253E+01   0.000E+00
   2      1.200E+02   4.416E-03   1.539E-04  -1.257E+02  -6.319E+01
   3      1.800E+02   7.844E+00   2.735E-01  -2.918E+00   5.961E+01
   4      2.400E+02   3.641E-03   1.269E-04  -1.620E+02  -9.948E+01
   5      3.000E+02   2.682E+00   9.350E-02  -1.462E+02  -8.370E+01
   6      3.600E+02   2.198E-03   7.662E-05   1.653E+02   2.278E+02
   7      4.200E+02   4.310E-01   1.503E-02   4.124E+01   1.038E+02
   8      4.800E+02   1.019E-03   3.551E-05   1.480E+02   2.105E+02
   9      5.400E+02   6.055E-01   2.111E-02   1.533E+02   2.158E+02
DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA = 2.901609E+01 POR CIENTO
```

THD de la corriente de entrada = 29.01% = 0.2901

Ángulo de desplazamiento $\phi_1 = -62.53°$

DF = cos ϕ_1 = cos (−62.53) = 0.461 (retrasado)

Según la ecuación (10.96), el PF de entrada es

$$\text{PF} = \frac{1}{(1 + \text{THD}^2)^{1/2}} \cos \phi_1 = \frac{1}{(1 + 0.2901^2)^{1/2}} \times 0.461 = 0.443 \text{ (retrasado)}$$

Puntos clave de la sección 11.11

- El diseño de un controlador de voltaje de ca requiere determinar sus capacidades y las capacidades de los componentes de filtro en los lados de entrada y salida.
- Se requieren filtros para suavizar el voltaje de salida y la corriente de entrada para reducir la cantidad de inyección armónica a la fuente de entrada por los filtros de ca.

11.12 EFECTOS DE LAS INDUCTANCIAS DE FUENTE Y CARGA

En las derivaciones de los voltajes de salida supusimos que la fuente no tiene inductancia. El efecto de cualquier inductancia de fuente sería retardar el apagado de los tiristores. Éstos no se apagarían en el momento del cruce por cero del voltaje de entrada, como se muestra en la figura 11.30b, y los pulsos de compuerta de corta duración pueden no ser adecuados. El contenido armónico en el voltaje de salida también se incrementaría.

En la sección 11.4 vimos que la inductancia de carga desempeña una parte importante en el desempeño de los controladores de potencia. Aunque el voltaje de salida es una forma de onda pulsante, la inductancia de carga trata de mantener un flujo de corriente continuo, como se muestra en las figuras 11.5b y 11.30b. Por las ecuaciones (11.35) y (11.38) también podemos observar que el PF de entrada de un convertidor de potencia también depende del PF de carga. Debido a las características de conmutación de los tiristores, cualquier inductancia en el circuito complica más el análisis.

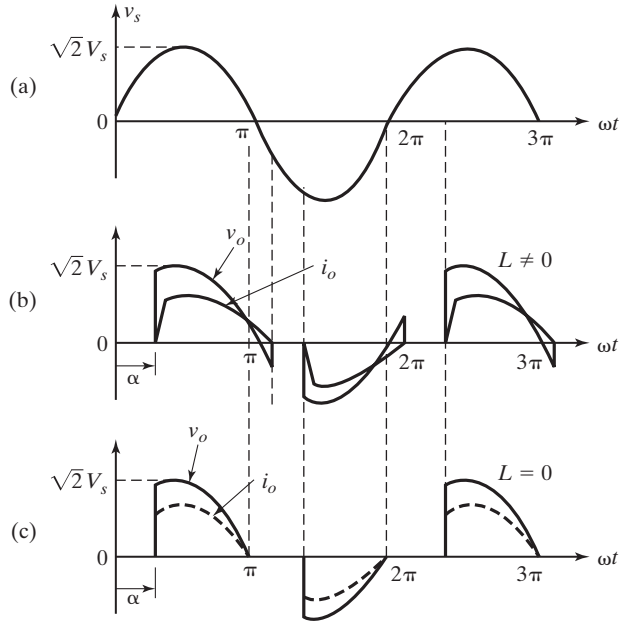


FIGURA 11.30

Efectos de la inductancia de carga en el voltaje y corriente de carga. (a) Voltaje de entrada; (b) Voltaje y corriente de salida con inductancia de carga, y (c) Voltaje y corriente de salida sin inductancia de carga.

RESUMEN

El controlador de voltaje de ca puede utilizar un control de encendido-apagado o un control por ángulo de fase. El control de encendido-apagado es más adecuado para sistemas que tienen una alta constante de tiempo. Normalmente se utilizan controladores de onda completa en aplicaciones industriales. Debido a las características de conmutación de los tiristores, una carga inductiva complica las soluciones de las ecuaciones que describen el desempeño de los controladores y un método de solución iterativo es más conveniente. El PF de entrada de los controladores que varía con el ángulo de retardo, en general es malo, sobre todo en el rango bajo de salida. Los controladores de voltaje de ca se pueden utilizar como cambiadores de conexión estáticos de transformador.

Los controladores de voltaje proporcionan un voltaje de salida a una frecuencia fija. Dos rectificadores controlados por fase conectados como convertidores duales pueden funcionar como cambiadores de frecuencia directos conocidos como *cicloconvertidores*. Con el desarrollo de dispositivos de potencia de conmutación rápida, es posible la conmutación forzada de los cicloconvertidores; sin embargo, se requiere sintetizar las funciones de conmutación de los dispositivos de potencia.

REFERENCIAS

[1] Chattopadhyay, A.K. (2011). *Power Electronics Handbook*, editado por M. H. Rashid. Burlington, MA. Elsevier Publishing. Capítulo 16, AC-AC Converters.

[2] Ishiguru, A., T. Furuhashi, y S. Okuma. (1991). "A novel control method of forced-commutated cycloconverters using instantaneous values of input line voltages.*IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 38, núm. 3. Junio. (166-172).

[3] Huber, L., D. Borojevic, y N. Burany. (1992). "Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters". *IEE Proceedings Part B.* Vol. 139, núm. 2. Marzo. (103-113).

[4] Ad'doweesh, K.E. (1993). "An exact analysis of an ideal static ac chopper". *Internacional Journal of Electronics.* Vol. 75, núm. 5. (999-1013).

[5] Venturini, M. (1980). "A new sine-wave in sine-wave out conversion technique eliminates reactive elements". *Proceedings Powercon* 7. (E3.1-3.13).

[6] Alesina, A., y M. Venturini. (1989). "Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct ac-ac converters". *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 4, núm. 1. Enero. (101-112).

[7] Ziogas, P.D., S. I. Khan, y M. Rashid. (1985). "Some improved forced commutated cycloconverter structures". *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. 21. Julio/agosto. (1242-1253).

[8] Ziogas, P.D., S. I. Khan, y M. Rashid. (1986). "Analysis and design of forced-commutated cycloconverter structures and improved transfer characteristics". IEEE *Transactions on Industrial Electronics.* Vol. 3, núm. 3. Agosto. (271-280).

[9] Holmes, D.G., y T. A. Lipo. (1992). "Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix converter theory". *IEEE* Transactions *on Power Electronics.* Vol. 7, núm 1. Enero. (240-250).

[10] Huber, L., y D. Borojevic. (1995). "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction". *IEEE* Transactions *on Industry Applications.* Vol. 31. Noviembre/diciembre. (1234-1246).

[11] Zhang, L., C. Watthanasarn, y W. Shepherd. (1998). "Analysis and comparison of control strategies for ac-ac matrix converters". *IEE Proceedings of Electric Power Applications*. Vol. 145, núm. 4. Julio. (284-294).

[12] Wheeler, P., y D. Grant. (1997). "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter". *IEE Proceedings of Electric Power Applications*. Vol. 144, núm. 1. Enero. (53-59).

[13] Mahlein, J., O. Simon, y M. Braun. (1999). "A matrix-converter with space-vector control enabling overmodulation". *Conference Proceedings of EPE'99.* Lausana. Septiembre. (1-11).

[14] Rashid, M.H. (2004). *Power Electronics-Circuits, Devices, and Applications.* Upper Saddle River, NJ. Pearson Education Inc. 3a. ed. 2004. Capítulo 11.

[15] Rashid, M.H., (2012). *SPICE for Power Electronics and Electric Power.* Boca Raton, FL. CRC Press.

PREGUNTAS DE REPASO

11.1 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del control por ángulo de fase?
11.2 ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de carga en el desempeño de los controladores de voltaje de ca?
11.3 ¿Qué es el ángulo de extinción?
11.4 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores de onda completa?
11.5 ¿Qué es un arreglo de control por vinculación?
11.6 ¿Qué es un convertidor matricial?
11.7 ¿Cuáles son los pasos para determinar las formas de onda del voltaje de salida de los controladores trifásicos de onda completa?
11.8 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores conectados en delta?
11.9 ¿Cuál es el rango de control del ángulo de retardo para controladores monofásicos de onda completa?
11.10 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un convertidor matricial?
11.11 ¿Cuál es el rango de control del ángulo de retardo para controladores trifásicos de onda completa?
11.12 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los cambiadores de conexión de transformador?
11.13 ¿Cuáles son los métodos para controlar el voltaje de salida de los de transformador?
11.14 ¿Qué es un cambiador de conexión sincrónico?
11.15 ¿Qué es un cicloconvertidor?
11.16 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los cicloconvertidores?
11.17 ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de los controladores de voltaje de ca?
11.18 ¿Cuál es el principio de operación de los cicloconvertidores?
11.19 ¿Cuáles son los efectos de la inductancia de carga en el desempeño de los cicloconvertidores?
11.20 ¿Cuáles son los tres posibles arreglos de un controlador de voltaje de ca monofásico de onda completa?
11.21 ¿Cuáles son las ventajas de las técnicas de reducción armónica sinusoidal para cicloconvertidores?
11.22 ¿Cuáles son los requerimientos de señal de compuerta de tiristores para controladores de voltaje con cargas *RL*?
11.23 ¿Cuáles son los efectos de las inductancias de fuente y carga?
11.24 ¿Cuáles son las condiciones para el diseño en el peor de los casos de dispositivos de potencia para controladores de voltaje de ca?
11.25 ¿Cuáles son las condiciones para el diseño en el peor de los casos de filtros de carga para controladores de voltaje de ca?

PROBLEMAS

11.1 El controlador de voltaje de ca de la figura P11.1 tiene una carga resistiva $R = 10\ \Omega$ y el voltaje de entrada (rms) es $V_s = 120$ V, 60 Hz. El tiristor interruptor está abierto durante $n = 25$ ciclos y cerrado durante $m = 75$ ciclos. Determine **(a)** el voltaje rms de salida V_o; **(b)** el factor de potencia de entrada (PF), y **(c)** las corrientes promedio y rms de los tiristores.

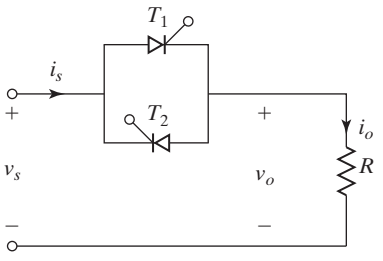


FIGURA P11.1

11.2 El controlador de voltaje de ca de la figura P11.1 se utiliza para calentar una carga resistiva $R = 2.5\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. El tiristor interruptor permanece abierto durante $n = 125$ ciclos y cerrado durante $m = 75$ ciclos. Determine **(a)** el voltaje rms de salida V_o; **(b)** el factor de potencia de entrada, y **(c)** las corrientes promedio y rms del tiristor.

11.3 El controlador de voltaje de ca de la figura P11.1 utiliza un control de encendido-apagado para calentar una carga resistiva de $R = \mathbf{2}\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 208$ V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 3$ kW, determine **(a)** el ciclo de trabajo k y **(b)** el PF de entrada.

11.4 El controlador monofásico de voltaje de ca de la figura P11.4 tiene una carga resistiva de $R = 10\ \Omega$ y el voltaje rms de entrada es $V_s = 120$ V, 60 Hz. El ángulo de retardo del tiristor T_1 es $\alpha = \pi/2$. Determine **(a)** el valor rms del voltaje de salida V_o; **(b)** el PF de entrada, y **(c)** la corriente rms de entrada I_s.

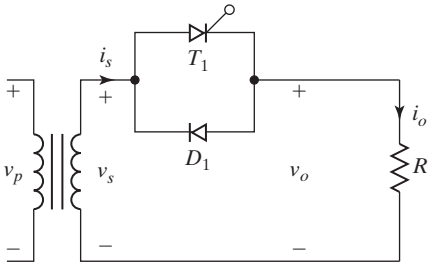


FIGURA P11.4

11.5 El controlador de voltaje de ca monofásico de media onda de la figura 11.1a tiene una carga resistiva de $R = 2.5\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo del tiristor T_1 es $\alpha = \pi/3$. Determine **(a)** el voltaje rms de salida V_o; **(b)** el PF de entrada y **(c)** la corriente promedio de entrada.

11.6 El controlador de voltaje de ca monofásico de media onda de la figura 11.1a tiene una carga resistiva $R = 2.5\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 208$ V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 2$ kW, calcule **(a)** el ángulo de retardo α y **(b)** el PF de entrada.

11.7 El controlador de voltaje de ca monofásico de onda completa de la figura 11.2a tiene una carga resistiva de $R = 2.5\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. Los ángulos de retardo de los tiristores T_1 y T_2 son iguales: $\alpha_1 = \alpha_2 = 2\pi/3$. Determine **(a)** el voltaje rms de salida V_o; **(b)** el PF de entrada; **(c)** la corriente promedio I_A de los tiristores, y **(d)** la corriente rms I_R de los tiristores.

11.8 El controlador de voltaje de ca monofásico de onda completa de la figura 11.2a tiene una carga resistiva de $R = 1.2\ \Omega$ y el voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 7.5$ kW, determine **(a)** los ángulos de retardo de los tiristores T_1 y T_2; **(b)** el voltaje rms de salida V_o; **(c)** el PF de entrada, **(d)** la corriente promedio I_A de los tiristores, y **(e)** la corriente rms I_R de los tiristores.

11.9 La carga de un controlador de voltaje de ca es resistiva, con $R = 1.2\ \Omega$. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms), 60 Hz. Grafique el PF en función del ángulo de retardo para controladores monofásicos de media onda y onda completa.

11.10 El controlador monofásico de onda completa de la figura 11.5a alimenta una carga *RL*. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V (rms) a 60 Hz. La carga es tal que $L = 5$ mH y $R = 5\ \Omega$. Los ángulos de retardo de los tiristores T_1 y T_2 son iguales, donde $\alpha = \pi/3$. Determine **(a)** el ángulo de conducción del tiristor T_1, δ; **(b)** el voltaje rms de salida V_o; **(c)** la corriente rms I_R del tiristor; **(d)** la corriente rms de salida I_o; **(e)** la corriente promedio I_A de un tiristor, y **(f)** el PF de entrada.

11.11 El controlador monofásico de onda completa de la figura 11.5a alimenta una carga *RL*. El voltaje de entrada es $V_s = 120$ V a 60 Hz. Grafique el PF, en función del ángulo de retardo α, para **(a)** $L = 5$ mH y $R = 5\ \Omega$, y **(b)** $R = 5\ \Omega$ y $L = 0$.

11.12 El controlador trifásico unidireccional de la figura P11.12 alimenta una carga resistiva conectada en Y con $R = 5\ \Omega$ y el voltaje de entrada de línea a línea es 208 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = \pi/6$. Determine **(a)** el voltaje rms de fase de salida V_o; **(b)** la potencia de entrada, y **(c)** las expresiones para el voltaje instantáneo de salida de la fase *a*.

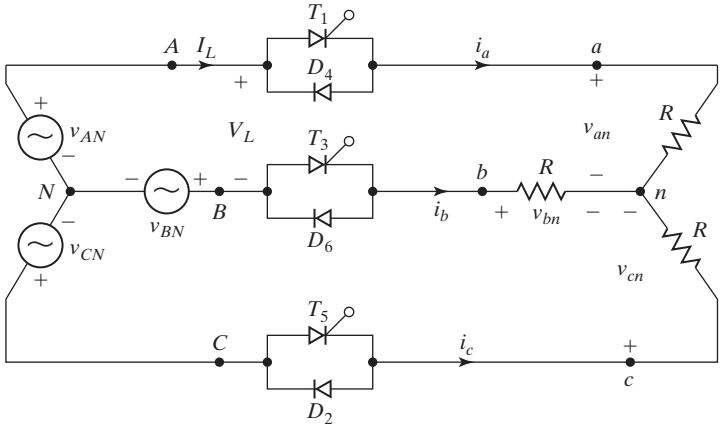


FIGURA P11.12
Controlador trifásico unidireccional.

11.13 El controlador trifásico unidireccional de la figura P11.12 alimenta una carga resistiva conectada en Y con $R = 2.5\ \Omega$ y el voltaje de entrada de línea a línea es 208 V (rms), 60 Hz. Si la potencia de salida deseada es $P_o = 12$ kW, calcule **(a)** el ángulo de retardo α; **(b)** el voltaje rms de fase de salida V_o, y **(c)** el PF de entrada.

11.14 El controlador trifásico unidireccional de la figura P11.12 alimenta una carga resistiva conectada en Y con $R = 5\ \Omega$ y el voltaje de entrada de línea a línea es 208 V (rms), 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = 2\pi/3$. Determine **(a)** el voltaje rms de fase de salida V_o; **(b)** el PF de entrada, y **(c)** las expresiones para el voltaje instantáneo de salida de la fase *a*.

11.15 Repita el problema 11.12 para el controlador trifásico bidireccional de la figura 11.7.

11.16 Repita el problema 11.13 para el controlador trifásico bidireccional de la figura 11.7.

11.17 Repita el problema 11.14 para el controlador trifásico bidireccional de la figura 11.7.

11.18 El controlador trifásico bidireccional de la figura 11.7 alimenta una carga conectada en Y de $R = 5\ \Omega$ y $L = 10$ mH. El voltaje de entrada de línea a línea es 208 V, 60 Hz. El ángulo de retardo es $\alpha = \pi/2$. Grafique la corriente durante el primer ciclo después de que el controlador se activa.

11.19 Un controlador de voltaje de ca monofásico alimenta una carga resistiva de $R = 5\ \Omega$ y el voltaje de entrada de línea a línea es $V_s = 208$ V a 60 Hz. Grafique el PF en función del ángulo de retardo α para **(a)** el controlador de media onda de la figura P11.12 y **(b)** el controlador de onda completa de la figura 11.7.

11.20 El controlador trifásico bidireccional conectado en delta de la figura 11.10 tiene una carga resistiva de $R = 2.5\ \Omega$. Si el voltaje de línea a línea es $V_s = 208$ V, 60 Hz, y el ángulo de retardo es $\alpha = \pi/3$, determine **(a)** el voltaje rms de fase de salida V_o; **(b)** las expresiones para las corrientes instantáneas i_a, i_{ab} e i_{ca}; **(c)** la corriente rms de fase de salida I_{ab} y la corriente rms de línea de salida I_a; **(d)** el PF de entrada, y **(e)** la corriente rms I_R del tiristor.

11.21 El circuito de la figura 11.13 se controla como cambiador de conexión sincrónico. El voltaje del primario es 208 V, 60 Hz. Los voltajes del secundario son $V_1 = 120$ V y $V_2 = 88$ V. Si la resistencia de carga es $R = 2.5\ \Omega$ y el voltaje rms de carga es 180 V, determine **(a)** los ángulos de retardo de los tiristores T_1 y T_2; **(b)** la corriente rms de los tiristores T_1 y T_2; **(c)** la corriente rms de los tiristores T_3 y T_4, y **(d)** el PF de entrada.

11.22 El voltaje de entrada al cicloconvertidor monofásico/monofásico de la figura 11.16a es de 120 V, 60 Hz. La resistencia de carga es 2.5 Ω y la resistencia de carga es $L = 40$ mH. La frecuencia del voltaje de salida es 20 Hz. Si el ángulo de retardo de los tiristores es $\alpha_p = 2\pi/4$, determine **(a)** el voltaje rms de salida; **(b)** la corriente rms de cada tiristor, y **(c)** el PF de entrada.

11.23 Repita el problema 11.22 si $L = 0$.

11.24 Para el problema 11.22, grafique el factor de potencia en función del ángulo de retardo α. Suponga una carga resistiva con $L = 0$.

11.25 Repita el problema 11.22 para el cicloconvertidor trifásico/monofásico de la figura 11.18a, $L = 0$.

11.26 Repita el problema 11.22 si los ángulos de retardo se generan comparando una señal coseno a la frecuencia de fuente con una señal de referencia senoidal a la frecuencia de salida como se muestra en la figura 11.20.

11.27 Para el problema 11.26, grafique el factor de potencia de entrada en función del ángulo de retardo.

11.28 El controlador de voltaje de ca monofásico de onda completa de la figura 11.4a controla la potencia de una fuente de 208 V, 60 Hz suministrada a una carga resistiva. La potencia de salida máxima deseada es 5 kW. Calcule **(a)** la capacidad de corriente rms máxima del tiristor; **(b)** la capacidad de corriente promedio máxima del tiristor, y **(c)** el voltaje pico del tiristor.

11.29 El controlador de voltaje de ca trifásico de onda completa de la figura P11.12 se utiliza para controlar la potencia de una fuente de 2300 V, 60 Hz suministrada a una carga resistiva conectada en delta. La potencia de salida máxima deseada es 100 kW. Calcule **(a)** la capacidad de corriente rms máxima de los tiristores I_{RM}; **(b)** la capacidad de corriente promedio máxima de los tiristores I_{AM}, y **(c)** el valor pico del voltaje del tiristor V_p.

10.30 El controlador monofásico de onda completa de la figura 11.5a controla la potencia suministrada a una carga RL y el voltaje de suministro es 208 V, 60 Hz. La carga es $R = 5\ \Omega$ y $L = 6.5$ mH. **(a)** Determine el valor rms del tercer armónico de corriente. **(b)** Si se conecta un capacitor en paralelo con la carga, calcule el valor de la capacitancia para reducir el tercer armónico de la corriente en la carga a 5% de la corriente de carga, $\alpha = \pi/3$. **(c)** Use PSpice para trazar la gráfica del voltaje de salida y la corriente de salida y para calcular la distorsión total armónica (THD) del voltaje y corriente de salida y el PF de entrada con y sin el capacitor filtro de salida en (b).

Los capítulos 12 a 15 se encuentran en español en el sitio Web del libro

Los capítulos 16 y 17 se encuentran en inglés en el sitio Web del libro

APÉNDICE A

Circuitos trifásicos

En un circuito monofásico como se muestra en la figura A.1a, la corriente se expresa como

$$\bar{\mathbf{I}} = \frac{V \angle \alpha}{R + jX} = \frac{V \angle \alpha - \theta}{Z} \tag{A.1}$$

donde $Z = (R^2 + X^2)^{1/2}$ y $\theta = \tan^{-1}(X/R)$. La potencia se puede calcular con

$$P = VI \cos \theta \tag{A.2}$$

donde cos θ se denomina *factor de potencia*, y θ, que es el ángulo de la impedancia de carga, se conoce como *ángulo del factor de potencia*. Se muestra en la figura A.1b.

Un circuito trifásico se compone de tres voltajes senoidales de magnitudes iguales y los ángulos de fase entre los voltajes individuales son de 120°. En la figura A.2a se muestra una carga conectada en Y a una fuente trifásica. Si los voltajes trifásicos son

$$\overline{\mathbf{V}}_a = V_p \angle 0$$

$$\overline{\mathbf{V}}_b = V_p \angle -120°$$

$$\overline{\mathbf{V}}_c = V_p \angle -240°$$

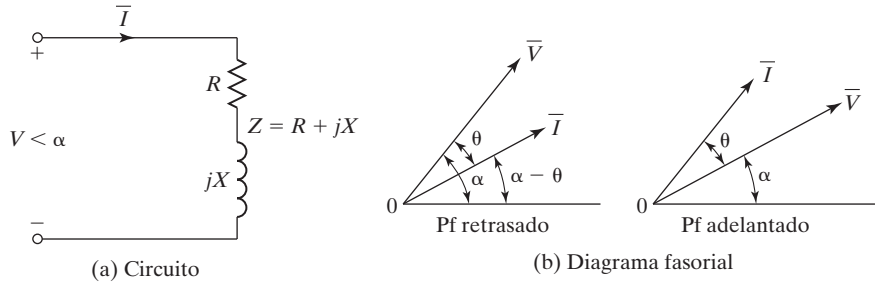
los voltajes de línea a línea que se muestran en la figura A.2b son

$$\overline{\mathbf{V}}_{ab} = \overline{\mathbf{V}}_a - \overline{\mathbf{V}}_b = \sqrt{3}\, V_p \angle 30° = V_L \angle 30°$$

$$\overline{\mathbf{V}}_{bc} = \overline{\mathbf{V}}_b - \overline{\mathbf{V}}_c = \sqrt{3}\, V_p \angle -90° = V_L \angle -90°$$

$$\overline{\mathbf{V}}_{ca} = \overline{\mathbf{V}}_c - \overline{\mathbf{V}}_a = \sqrt{3}\, V_p \angle -210° = V_L \angle -210°$$

Por consiguiente, un voltaje de línea a línea es V_L, es $\sqrt{3}$ veces un voltaje de fase V_p. Las tres corrientes de línea, que son iguales a las corrientes de fase, son



(a) Circuito (b) Diagrama fasorial

FIGURA A.1
Circuito monofásico.

$$\bar{\mathbf{I}}_a = \frac{\overline{\mathbf{V}}_a}{Z_a \angle \theta_a} = \frac{V_p}{Z_a} \angle -\theta_a$$

$$\bar{\mathbf{I}}_b = \frac{\overline{\mathbf{V}}_b}{Z_b \angle \theta_b} = \frac{V_p}{Z_b} \angle -120° - \theta_b$$

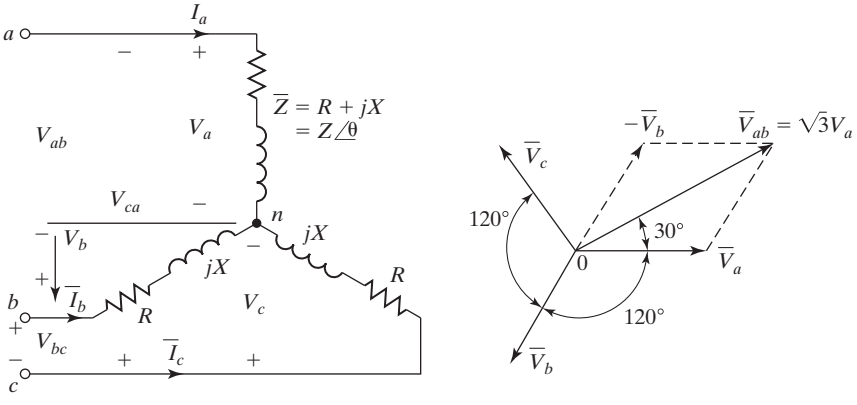
$$\bar{\mathbf{I}}_c = \frac{\overline{\mathbf{V}}_c}{Z_c \angle \theta_c} = \frac{V_p}{Z_c} \angle -240° - \theta_c$$

La potencia de entrada a la carga es

$$P = V_a I_a \cos\theta_a + V_b I_b \cos\theta_b + V_c I_c \cos\theta_c \tag{A.3}$$

Para una alimentación balanceada, $V_a = V_b = V_c = V_p$. La ecuación (A.3) se escribe como

$$P = V_p(I_a \cos\theta_a + I_b \cos\theta_b + I_c \cos\theta_c) \tag{A.4}$$



(a) Carga conectada en Y (b) Diagrama fasorial

FIGURA A.2
Circuito trifásico conectado en Y.

Para una carga balanceada, $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, $\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta$, e $I_a = I_b = I_c = I_p = I_L$, la ecuación (A.4) se vuelve

$$P = 3V_pI_p \cos\theta$$

$$= 3\,\frac{V_L}{\sqrt{3}}\,I_L\cos\theta = \sqrt{3}V_LI_L\cos\theta \tag{A.5}$$

En la figura A.3a se muestra una carga conectada en delta, donde los voltajes de línea son los mismos que los voltajes de fase. Si los voltajes trifásicos son

$$\overline{\mathbf{V}}_a = \overline{\mathbf{V}}_{ab} = V_L \angle 0 = V_p \angle 0$$

$$\overline{\mathbf{V}}_b = \overline{\mathbf{V}}_{bc} = V_L \angle -120^\circ = V_p \angle -120^\circ$$

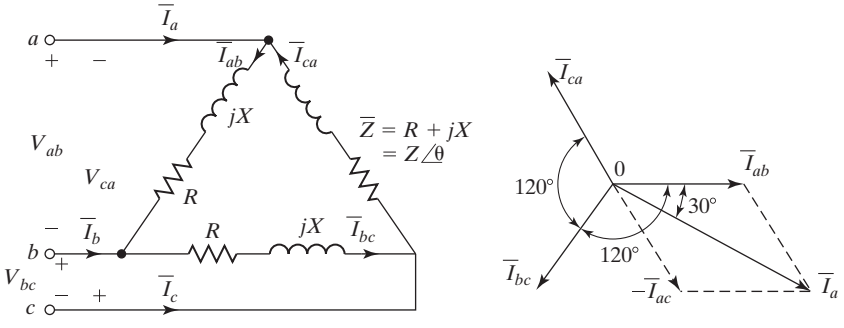
$$\overline{\mathbf{V}}_c = \overline{\mathbf{V}}_{ca} = V_L \angle -240^\circ = V_p \angle -240^\circ$$

las corrientes trifásicas como se muestra en la figura A.3b son

$$\overline{\mathbf{I}}_{ab} = \frac{\overline{\mathbf{V}}_a}{Z_a \angle \theta_a} = \frac{V_L}{Z_a}\angle -\theta_a = I_p \angle -\theta_a$$

$$\overline{\mathbf{I}}_{bc} = \frac{\overline{\mathbf{V}}_b}{Z_b \angle \theta_b} = \frac{V_L}{Z_b}\angle -120^\circ - \theta_b = I_p \angle -120^\circ - \theta_b$$

$$\overline{\mathbf{I}}_{ca} = \frac{\overline{\mathbf{V}}_c}{Z_c \angle \theta_c} = \frac{V_L}{Z_c}\angle -240^\circ - \theta_c = I_p \angle -240^\circ - \theta_c$$



(a) Carga conectada en Δ (b) Diagrama fasorial

FIGURA A.3

Carga conectada en delta.

y las tres corrientes de línea son

$$\bar{\mathbf{I}}_a = \bar{\mathbf{I}}_{ab} - \bar{\mathbf{I}}_{ca} = \sqrt{3}\, I_p \underline{/-30^\circ - \theta_a} = I_L \underline{/-30^\circ - \theta_a}$$

$$\bar{\mathbf{I}}_b = \bar{\mathbf{I}}_{bc} - \bar{\mathbf{I}}_{ab} = \sqrt{3}\, I_p \underline{/-150^\circ - \theta_b} = I_L \underline{/-150^\circ - \theta_b}$$

$$\bar{\mathbf{I}}_c = \bar{\mathbf{I}}_{ca} - \bar{\mathbf{I}}_{bc} = \sqrt{3}\, I_p \underline{/-270^\circ - \theta_c} = I_L \underline{/-270^\circ - \theta_c}$$

Por consiguiente, en una carga conectada en delta, una corriente de línea es $\sqrt{3}$ veces una corriente de fase.

La potencia de entrada a la carta es

$$P = V_{ab} I_{ab} \cos \theta_a + V_{bc} I_{bc} \cos \theta_b + V_{ca} I_{ca} \cos \theta_c \tag{A.6}$$

Para una alimentación balanceada, $V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = V_L$, la ecuación (A.6) se vuelve

$$P = V_L (I_{ab} \cos \theta_a + I_{bc} \cos \theta_b + I_{ca} \cos \theta_c) \tag{A.7}$$

Para una carga balanceada, $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, $\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta$, e $I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_p$, la ecuación (A.7) se vuelve

$$\begin{aligned} P &= 3 V_p I_p \cos \theta \\ &= 3 V_L \frac{I_L}{\sqrt{3}} \cos \theta = \sqrt{3} V_L I_L \cos \theta \end{aligned} \tag{A.8}$$

Nota: Las ecuaciones (A.5) y (A.8), que expresan la potencia en un circuito trifásico, son las mismas. Para los mismos voltajes de fase, las corrientes de línea en una carga conectada en delta son $\sqrt{3}$ veces las de una carga conectada en Y.

A P É N D I C E B

Circuitos magnéticos

En la figura B.1 se muestra un anillo magnético. Si el campo magnético es uniforme y normal al área considerada, un circuito magnético se caracteriza por las siguientes ecuaciones:

$$\phi = BA \tag{B.1}$$

$$B = \mu H \tag{B.2}$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \tag{B.3}$$

$$\mathcal{F} = NI = Hl \tag{B.4}$$

donde ϕ = flujo, webers
B = densidad de flujo, webers/m^2 (o teslas)
H = fuerza magnetizante, ampere-vueltas/metro
μ = permeabilidad del material magnético
μ_0 = permeabilidad del aire ($= 4\pi \times 10^{-7}$)
μ_r = permeabilidad relativa del material
$\mathcal{F}$ = Fuerza magnetomotriz, ampere-vueltas (At)
N = número de vueltas en el devanado
I = corriente a través del devanado, amperes
l = longitud del circuito magnético, metros

Si el circuito magnético se compone de diferentes secciones, la ecuación (B.4) se escribe como

$$\mathcal{F} = NI = \Sigma H_i l_i \tag{B.5}$$

donde H_i e I_i son la fuerza magnetizante y la longitud de la sección, respectivamente.

La reluctancia de un circuito magnético está relacionada con la fuerza magnetomotriz y el flujo por

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{F}}{\phi} = \frac{NI}{\phi} \tag{B.6}$$

y $\mathcal{R}$ depende del tipo y dimensiones del núcleo,

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_r \theta_0 A} \tag{B.7}$$

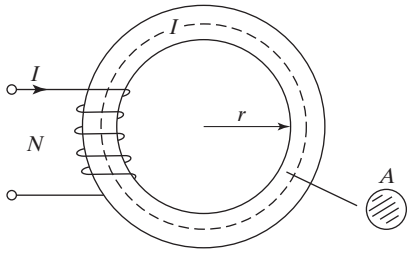


FIGURA B.1
Anillo magnético.

La permeabilidad depende de la característica B–H y normalmente es mucho más grande que la del aire. En la figura B.2 se muestra una característica B–H típica que no es lineal. Para un valor grande de μ, $\mathcal{R}$ se vuelve muy pequeña y el resultado es un valor alto del flujo. Normalmente se introduce un entrehierro para limitar la cantidad de flujo.

En la figura B.3a se muestra un circuito magnético con un entrehierro y el circuito eléctrico análogo se muestra en la figura B.3b. La reluctancia del entrehierro es

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \tag{B.8}$$

y la reluctancia del núcleo es

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu_r \mu_0 A_c} \tag{B.9}$$

donde l_g = longitud del entrehierro
l_c = longitud del núcleo
A_g = área de la sección transversal del entrehierro
A_c = área de la sección transversal del núcleo

La reluctancia total del circuito magnético es

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_g + \mathcal{R}_c$$

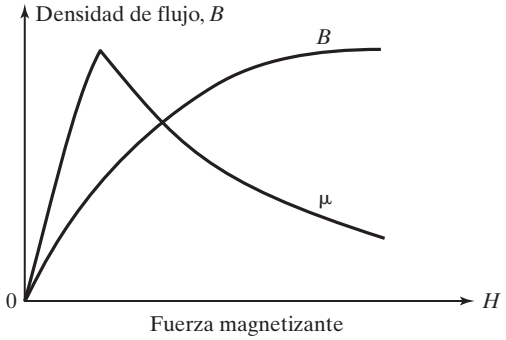
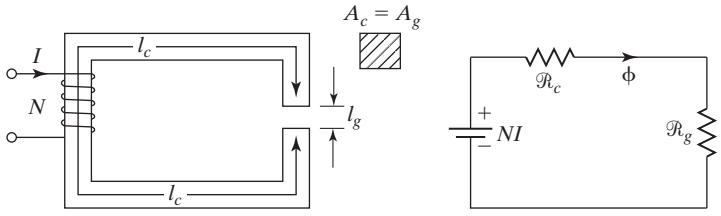


FIGURA B.2
Característica B–H típica.



(a) Circuito magnético (b) Análogo eléctrico

FIGURA B.3

Circuito magnético con entrehierro.

La inductancia se define como el enlace de flujo (λ) por ampere,

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} \tag{B.10}$$

$$= \frac{N^2\phi}{NI} = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \tag{B.11}$$

En la tabla B.1 se muestra la densidad de flujo de varios materiales magnéticos.

TABLA B.1 Densidad de flujo de varios materiales magnéticos

Marcas comerciales	Composición	Densidad de flujo saturado* (tesla)	Fuerza coercitiva de cd (amp-vueltas/cm)	Relación de rectangularidad	Densidad del material (g/cm**)	Factor de pérdida a 3 kHz y 0.5 T (W/kg)
Magnesil Silectron Microsil Supersil	3% Si 97% Fe	1.5–1.8	0.5–0.75	0.85–1.0	7.63	33.1
Deltamax Orthonol 49 Sq. Mu	50% Ni 50% Fe	1.4–1.6	0.125–0.25	0.94–1.0	8.24	17.66
Allegheny 4750 48 Alloy Carpenter 49	48% Ni 52% Fe	1.15–1.4	0.062–0.187	0.80–0.92	8.19	11.03
4–79 Permalloy Sq. Permalloy 80 Sq. Mu 79	79% Ni 17% Fe 4% Mo	0.66–0.82	0.025–0.05	0.80–1.0	8.73	5.51
Supermalloy	78% Ni 17% Fe 5% Mo	0.65–0.82	0.0037–0.01	0.40–0.70	8.76	3.75

*1T = 10^4 gauss.

**1 g/cm^3 = 0.036 lb/pulg^3

Fuente: Arnold Engineering Company, Magnetics Technology Center, Marengo IL.

Ejemplo B.1

Los parámetros del núcleo B.3a son $l_g = 1$ mm, $l_c = 30$ cm, $A_g = A_c = 5 \times 10^{-3}$ m^2, $N = 350$, e $I = 2$ A. Calcule la inductancia si (a) $\mu_r = 3500$, y (b) el núcleo es ideal, es decir, μ_r, es muy grande y tiende a infinito.

Solución

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ y $N = 350$.

a. Según la ecuación (B.8),

$$\mathcal{R}_g = \frac{1 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \times 5 \times 10^{-3}} = 159{,}155$$

Según la ecuación (B.9),

$$\mathcal{R}_c = \frac{30 \times 10^{-2}}{3500 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 5 \times 10^{-3}} = 13{,}641$$

$$\mathcal{R} = 159{,}155 + 13{,}641 = 172{,}796$$

Según la ecuación (B.11), $L = 350^2/172{,}796 = 0.71$ H.

b. Si $\mu_r \approx \infty$, $\mathcal{R}_c = 0$, $\mathcal{R} = \mathcal{R}_g = 159{,}155$, y $L = 350^2/159{,}155 = 0.77$ H.

B.1 EXCITACIÓN SENOIDAL

Si se aplica un voltaje senoidal de $v_s = V_m \text{sen}\, \omega t = \sqrt{2} V_s \,\text{sen}\, \omega t$ al núcleo de la figura B.3a, el flujo se puede calcular a partir de

$$V_m \,\text{sen}\, \omega t = -N \frac{d\phi}{dt} \tag{B.12}$$

la que después de integrarla da

$$\phi = \phi_m \cos \omega t = \frac{V_m}{N\omega} \cos \omega t \tag{B.13}$$

Por consiguiente

$$\phi_m = \frac{V_m}{2\pi f N} = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi f N} = \frac{V_s}{4.44 f N} \tag{B.14}$$

El flujo pico ϕ_m depende del voltaje, la frecuencia y el número de vueltas. La ecuación (B.14) es válida si el núcleo no está saturado. Si el flujo pico es alto, el núcleo se puede saturar y el flujo no puede ser senoidal. Si la relación de voltaje a frecuencia se mantiene constante, el flujo permanece constante, siempre que el número de vueltas no cambie.

B.2 TRANSFORMADOR

Si se agrega un segundo devanado, llamado *devanado secundario* al núcleo de la figura B.3a y el núcleo se excita con un voltaje senoidal, se induce un voltaje en el devanado secundario. Esto se muestra en la figura B.4. Si N_p y N_s son las vueltas en los devanados primario y

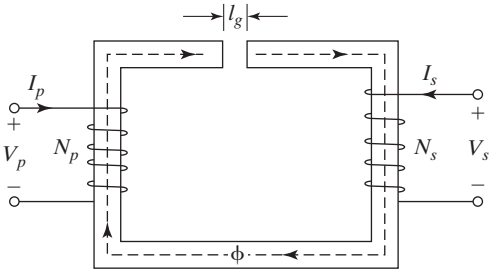


FIGURA B.4
Núcleo del transformador.

secundario, respectivamente, el voltaje en el primario V_p y el voltaje en el secundario V_s están relacionados entre sí como

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} = a \tag{B.15}$$

donde a es la relación de vueltas.

El circuito equivalente de un transformador se muestra en la figura B.5, donde los parámetros se refieren al primario. Para referir un parámetro del secundario al lado del primario, el parámetro se multiplica por a^2. El circuito equivalente se puede referir al lado del secundario al dividir todos los parámetros del circuito de la figura B.5 entre a^2. X_1 y X_2 son las reactancias de fuga de los devanados primario y secundario, respectivamente. R_1 y R_2 son las resistencias de los devanados primario y secundario, X_m es la reactancia magnetizante, y R_m representa la pérdida en el núcleo.

La tabla B.2 muestra la medida del alambre para un área desnuda específica.

Las variaciones del flujo por la excitación de ca provocan dos tipos de pérdidas en el núcleo: (1) pérdida por histéresis y (2) pérdida por corriente parásita. La pérdida por histéresis se expresa empíricamente como

$$P_h = K_h f B_{\text{máx}}^z \tag{B.16}$$

donde K_h es una constante de histéresis que depende del material y $B_{\text{máx}}$ es la densidad de flujo pico. z es la constante de Steinmetaz, cuyo valor es de 1.6 a 2. La pérdida por corriente parásita se expresa empíricamente como

$$P_e = K_e f^2 B_{\text{máx}}^2 \tag{B.17}$$

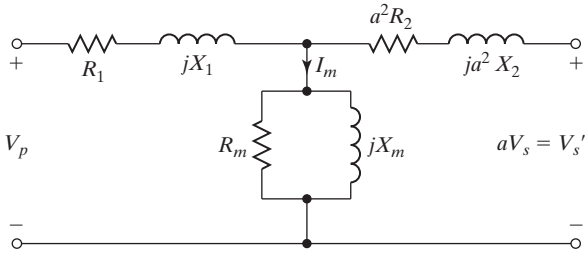


FIGURA B.5
Circuito equivalente de un transformador.

TABLA B.2 Medida de alambres

Medida de alambre AWG	Área de alambre desnudo		Resistencia	Sintéticos pesados								
			$10^{-6}\Omega$	Área		Diámetro		Vueltas por:		Vueltas por		Peso
	$cm^2 10^{-3*}$	Cir–Mil**	cm a 20°C	$cm^2 10^{-3}$	Cir–Mil**	cm	$pulg^{2**}$	cm	$pulg^{2**}$	cm^2	$pulg^2$	gm/cm
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051	3.87	9.5	10.73	69.20	0.468
11	41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938	4.36	10.7	13.48	89.95	0.3750
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838	4.85	11.9	16.81	108.4	0.2977
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749	5.47	13.4	21.15	136.4	0.2367
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675	6.04	14.8	26.14	168.6	0.1879
15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602	6.77	16.6	32.66	210.6	0.1492
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539	7.32	18.6	40.73	262.7	0.1184
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482	8.18	20.8	51.36	331.2	0.0943
18	8.228	1624	209.5	9.326	1857	0.109	0.0431	9.13	23.2	64.33	414.9	0.07472
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386	10.19	25.9	79.85	515.0	0.05940
20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346	11.37	28.9	98.93	638.1	0.04726
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309	12.75	32.4	124.0	799.8	0.03757
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276	14.25	36.2	155.5	1003	0.02965
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249	15.82	40.2	191.3	1234	0.02372
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223	17.63	44.8	238.6	1539	0.01884
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199	19.80	50.3	299.7	1933	0.01498
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178	22.12	56.2	374.2	2414	0.01185
27	1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161	24.44	62.1	456.9	2947	0.00945
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144	27.32	69.4	570.6	3680	0.00747
29	0.6470	127.7	2664.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130	30.27	76.9	701.9	4527	0.00602
30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116	33.93	86.2	884.3	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105	37.48	95.2	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095	41.45	105.3	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085	46.33	117.7	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075	52.48	133.3	2095	13512	0.00189

35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067	58.77	149.3	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060	65.62	166.7	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055	71.57	181.8	3901	25161	0.000977
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049	80.35	204.1	4971	32062	0.000773
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043	91.57	232.6	6437	41518	0.000593
40	0.04869	9.61	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038	103.6	263.2	8298	53522	0.000464
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034	115.7	294.1	10273	66260	0.000379
42	0.03166	6.25	54429	0.04558	9.00	0.00762	0.0030	131.2	333.3	13163	84901	0.000299
43	0.02452	4.84	70308	0.03683	7.29	0.00685	0.0027	145.8	370.4	16291	105076	0.000233
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025	157.4	400.0	18957	122272	0.000195
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L

*Esta notación significa que el valor en la columna debe multiplicarse por 10^{-3}.

**Estos datos son de REA Magnetic Wire Datalator.

Fuente: Arnold Enginerring Company, Magnetics Technology Center, Marengo, IL, www.grouparnold.com/mtc/index.htm

donde K_e es la constante de corriente parásita que depende del material. La pérdida total en el núcleo es

$$P_c = K_h f B_{\text{máx}}^2 + K_e f^2 B_{\text{máx}}^2 \tag{B.18}$$

La pérdida magnética típica en función de la densidad de flujo se muestra en la figura B.6.

Nota: Si un transformador se diseña para que funcione a 60 Hz y lo hace a una frecuencia más alta, la pérdida en el núcleo se puede incrementar significativamente.

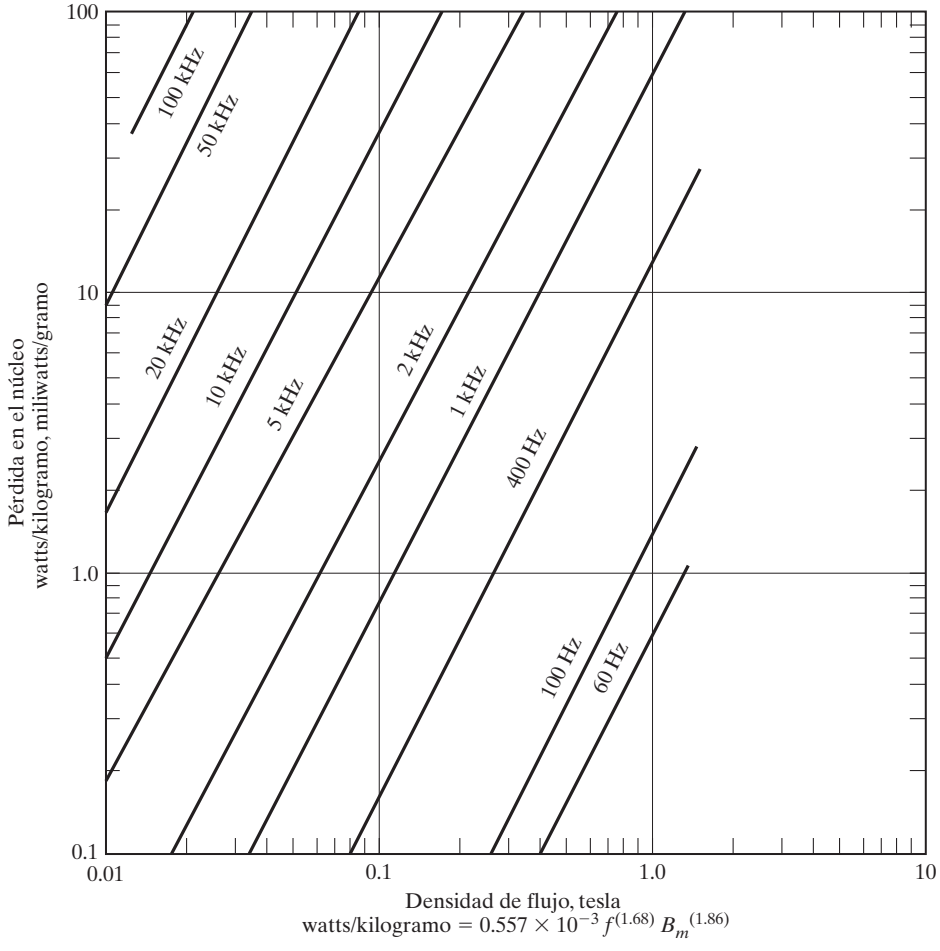


FIGURA B.6

Pérdida en el núcleo en función de la densidad de flujo.

A P É N D I C E C

Funciones de conmutación de convertidores

La salida de un convertidor depende del patrón de conmutación de sus interruptores y del voltaje de entrada (o corriente). Al igual que en un sistema lineal, las cantidades de salida de un convertidor se pueden expresar en función de las cantidades de entrada, mediante una multiplicación de espectro. En la figura C.1a se muestra el arreglo de un convertidor monofásico. Si $V_i(\theta)$ e $I_i(\theta)$ son el voltaje y la corriente de entrada, respectivamente, el voltaje y la corriente de salida correspondientes son $V_o(\theta)$ e $I_o(\theta)$, respectivamente. La entrada podría ser una fuente de voltaje o una fuente de corriente.

Fuente de voltaje. Para una fuente de voltaje, el voltaje de salida $V_o(\theta)$ se puede relacionar con el voltaje de entrada $V_i(\theta)$ mediante

$$V_o(\theta) = S(\theta)\ V_i(\theta) \tag{C.1}$$

donde $S(\theta)$ es la función de conmutación del convertidor, como se muestra en la figura C.1b. $S(\theta)$ depende del tipo de convertidor y del patrón de disparo de los interruptores. Si g_1, g_2, g_3 y g_4 son las señales de disparo de los interruptores Q_1, Q_2, Q_3 y Q_4, respectivamente, la función de conmutación es

$$S(\theta) = g_1 - g_4 = g^2 - g^3$$

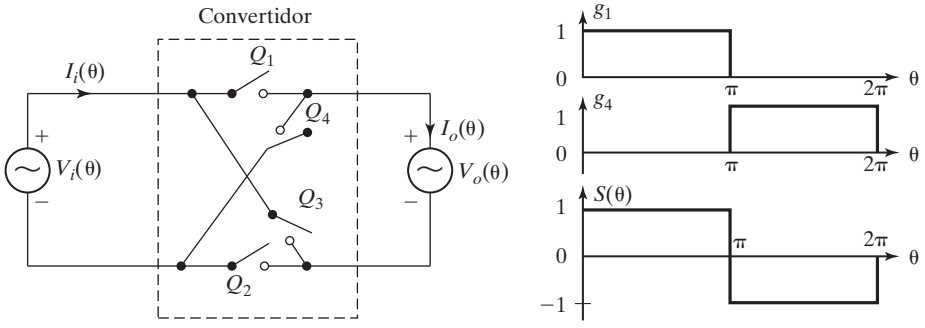
Ignorando las pérdidas en los interruptores del convertidor y utilizando un balanceo de potencia se obtiene

$$V_i(\theta)\, I_i(\theta) = V_o(\theta)\, I_o(\theta)$$

$$S(\theta) = \frac{V_o(\theta)}{V_i(\theta)} = \frac{I_i(\theta)}{I_o(\theta)} \tag{C.2}$$

$$I_i(\theta) = S(\theta)\, I_o(\theta) \tag{C.3}$$

Con $S(\theta)$ conocida, se puede determinar $V_o(\theta)$ que, dividido entre la impedancia de carga, da $I_o(\theta)$; y luego, a partir de la ecuación (C.3) se puede calcular $I_i(\theta)$.



(a) Estructura del convertidor (b) Función de conmutación

FIGURA C.1

Estructura de un convertidor monofásico.

Fuente de corriente. En el caso de una fuente de corriente, la corriente de entrada permanece constante, $I_i(\theta) = I_i$, y la corriente de salida $I_o(\theta)$ se puede relacionar con la corriente de entrada I_i,

$$I_o(\theta) = S(\theta)\, I_i \tag{C.4}$$

$$V_o(\theta)\, I_o(\theta) = V_i(\theta)\, I_i(\theta)$$

lo cual da

$$V_i(\theta) = S(\theta)\, V_o(\theta) \tag{C.5}$$

$$S(\theta) = \frac{V_i(\theta)}{V_o(\theta)} = \frac{I_o(\theta)}{I_i(\theta)} \tag{C.6}$$

C.1 INVERSORES MONOFÁSICOS DE PUENTE COMPLETO

La función de conmutación del inversor monofásico de puente completo de la figura 6.3a se muestra en la figura C.2. Si g_1 y g_4 son las señales de disparo de los interruptores Q_1 y Q_4, respectivamente, la función de conmutación es

$$\begin{aligned} S(\theta) &= g_1 - g_4 \\ &= 1 \quad \text{para } 0 \le \theta \le \pi \\ &= -1 \quad \text{para } \pi \le \theta \le 2\pi \end{aligned}$$

Si f_0 es la frecuencia fundamental del inversor,

$$\theta = \omega t = 2\pi f_0 t \tag{C.7}$$

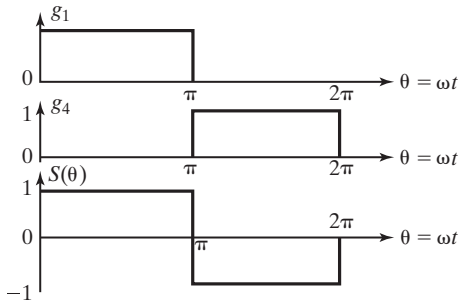


FIGURA C.2
Función de conmutación de un inversor monofásico de puente completo.

$S(\theta)$ se puede expresar en una serie de Fourier como

$$S(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \operatorname{sen} n\theta) \tag{C.8}$$

$$B_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} S(\theta)\ \operatorname{sen} n\theta\, d\theta = \frac{4}{n\pi} \qquad \text{para } n = 1,3,\ \ldots$$

Debido a la simetría de media onda, $A_0 = A_n = 0$.

Sustituyendo A_0, A_n y B_n en la ecuación (C.8) da

$$S(\theta) = \frac{4}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C.9}$$

Si el voltaje de entrada, que es de cd, es $V_i(\theta) = V_s$, la ecuación (C.1) da el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = S(\theta)\, V_i(\theta) = \frac{4V_s}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C.10}$$

que es la misma que la ecuación (6.16). Para un inversor de fuente de voltaje trifásico de la figura 6.6, hay tres funciones de conmutación: $S_1(\theta) = g_1 - g_4$, $S_2(\theta) = g_3 - g_6$, y $S_3(\theta) = g_5 - g_2$. Hay tres voltajes de salida de línea a línea que corresponden a tres voltajes de conmutación, es decir, $V_{ab}(\theta) = S_1(\theta)V_i(\theta)$, $V_{bc}(\theta) = S_2(\theta)V_i(\theta)$, y $V_{ca}(\theta) = S_3(\theta)V_i(\theta)$.

C.2 PUENTES RECTIFICADORES MONOFÁSICOS

La función de conmutación de un puente rectificador monofásico es la misma que la del inversor monofásico de puente completo. Si el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_m \operatorname{sen}(\theta)$, las ecuaciones (C.1) y (C.9) dan el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = S(\theta)\, V_i(\theta) = \frac{4V_m}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\operatorname{sen}\theta\ \operatorname{sen} n\theta}{n} \tag{C.11}$$

$$= \frac{4V_m}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} \frac{\cos(n-1)\theta - \cos(n+1)\theta}{2n} \tag{C.12}$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\left[1 - \cos 2\theta + \frac{1}{3}\cos 2\theta - \frac{1}{3}\cos 4\theta + \frac{1}{5}\cos 4\theta - \frac{1}{5}\cos 6\theta + \frac{1}{7}\cos 6\theta - \frac{1}{7}\cos 8\theta + \cdots\right]$$

$$= \frac{2V_m}{\pi}\left[1 - \frac{2}{3}\cos 2\theta - \frac{2}{15}\cos 4\theta - \frac{2}{35}\cos 6\theta - \cdots\right]$$

$$= \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\cos 2m\theta}{4m^2 - 1} \tag{C.13}$$

La ecuación (C.13) es la misma que la ecuación (3.12) La primera parte de la ecuación (C.13 es el voltaje de salida promedio y la segunda parte es el contenido de rizo en el voltaje de salida.

Para el rectificador trifásico de las figuras 3.13a y 10.5a, las funciones de conmutación son $S_1(\theta) = g_1 - g_4$, $S_2(\theta) = g_3 - g_6$ y $S_3(\theta) = g_5 - g_2$. Si los voltajes de entrada trifásicos son $V_{an}(\theta)$, $V_{bn}(\theta)$ y $V_{cn}(\theta)$, el voltaje de salida es

$$V_o(\theta) = S_1(\theta)\, V_{an}(\theta) + S_2(\theta)\, V_{bn}(\theta) + S_3(\theta)\, V_{cn}(\theta) \tag{C.14}$$

C.3 INVERSORES MONOFÁSICOS DE PUENTE COMPLETO CON MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO SENOIDAL

La función de conmutación de un inversor monofásico de puente completo con modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) se muestra en a figura C.3. Los pulsos de disparo se generan

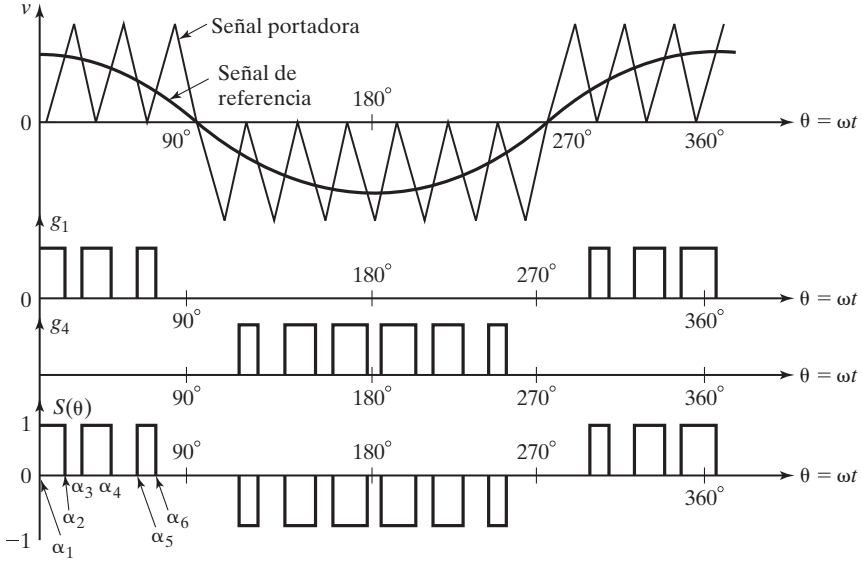


FIGURA C.3

Función de conmutación con SPWM.

comparando una onda coseno con pulsos triangulares. Si g_1 y g_4 son las señales de disparo para los interruptores Q_1 y Q_4, respectivamente, la función de conmutación es

$$S(\theta) = g_1 - g_4$$

$S(\theta)$ se puede expresar en una serie de Fourier como

$$S(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (A_n \cos n\theta + B_n \operatorname{sen} n\theta) \tag{C.15}$$

Si hay p pulsos por cuarto de ciclo y p es un número par,

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} S(\theta)\cos n\theta\, d\theta \\ &= \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} S(\theta)\cos n\theta\, d\theta \\ &= \frac{4}{\pi}\left[\int_{\alpha 1}^{\alpha 2}\cos n\theta\, d\theta + \int_{\alpha 3}^{\alpha 4}\cos n\theta\, d\theta + \int_{\alpha 5}^{\alpha 6}\cos n\theta\, d\theta + \cdots\right] \\ &= \frac{4}{n\pi}\sum_{m=1,2,3,\ldots}^{p}[(-1)^m \operatorname{sen} n\alpha_m] \end{aligned} \tag{C.16}$$

Debido a la simetría de cuarto de onda, $B_n = A_0 = 0$. Sustituyendo A_0, A_n, y B_n en la ecuación (C.15) da por resultado

$$\begin{aligned} S(\theta) &= \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \\ &= \frac{4}{n\pi}\sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty}\left[\sum_{m=1,2,3,\ldots}^{p}(-1)^m \operatorname{sen} n\alpha_m \cos n\theta\right] \end{aligned} \tag{C.17}$$

Si el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_s$, las ecuaciones (C.1) y (C.17) dan el voltaje de salida como

$$V_o(\theta) = V_s \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \tag{C.18}$$

C.4 RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CONTROLADOS CON SPWM

Si el voltaje de entrada es $V_i(\theta) = V_m \cos(\theta)$, las ecuaciones (C.1) y (C.17) dan el voltaje de salida como

$$\begin{aligned} V_o(\theta) &= V_m \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \cos n\theta \cos\theta \\ &= \frac{V_m}{2}\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n[\cos(n-1)\theta + \cos(n+1)\theta] \end{aligned} \tag{C.19}$$

$$= 0.5V_m[A_1(\cos 0 + \cos 2\theta) + A_3(\cos 2\theta + \cos 4\theta)$$

$$+ A_5(\cos 4\theta + \cos 6\theta) + \cdots]$$

$$= \frac{V_m A_1}{2} + V_m \sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{A_{n-1} + A_{n+1}}{2} \cos n\theta \tag{C.20}$$

La primera parte de la ecuación (C.20) es el voltaje de salida promedio y la segunda parte es el voltaje de rizo. La ecuación (C.20) es válida, siempre que el voltaje de entrada y la función de conmutación sean formas de onda coseno.

En el caso de ondas seno, el voltaje de entrada $V_i(\theta) = V_m$ sen θ y la función de conmutación es

$$S(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \text{sen } n\theta \tag{C.21}$$

Las ecuaciones (C.1) y (C.21) dan el voltaje de salida promedio como

$$V_o(\theta) = V_m \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n \text{sen } \theta \text{ sen } n\theta \tag{C.22}$$

$$= \frac{V_m}{2} \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} A_n[\cos(n-1)\theta - \cos(n+1)\theta]$$

$$= 0.5V_m[A_1(\cos 0 - \cos 2\theta) + A_3(\cos 2\theta - \cos 4\theta)$$

$$+ A_5(\cos 4\theta - \cos 6\theta) + \cdots]$$

$$= \frac{V_m A_1}{2} - V_m \sum_{n=2,4,6,\ldots}^{\infty} \frac{A_{n-1} - A_{n+1}}{2} \cos n\theta \tag{C.23}$$

A P É N D I C E D

Análisis transitorio de CD

D.1 CIRCUITO *RC* CON ENTRADA ESCALONADA

Cuando el interruptor S_1 de la figura 2.15a se cierra en el instante $t = 0$, la corriente de carga del capacitor se puede calcular a partir de

$$V_s = v_R + v_c = R\,i + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{D.1}$$

con la condición inicial $v_c(t = 0) = 0$. Utilizando la tabla D.1, la ecuación (D.1) se puede transformar en el dominio de Laplace de s:

$$\frac{V_s}{s} = RI(s) + \frac{1}{Cs}\,I(s)$$

la que después de despejar la corriente $I(s)$ da

$$I(s) = \frac{V_s}{R(s + \alpha)} \tag{D.2}$$

TABLA D.1 Algunas transformaciones de Laplace

$f(t)$	$F(s)$
1	$\frac{1}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s + \alpha}$
sen αt	$\frac{\alpha}{s^2 + \alpha^2}$
cos αt	$\frac{s}{s^2 + \alpha^2}$
$f'(t)$	$sF(s) - F(0)$
$f''(t)$	$s^2F(s) - sF(s) - F'(0)$

donde $\alpha = 1/RC$. La transformada inversa de la ecuación (D.2) en el dominio del tiempo da

$$i(t) = \frac{V_s}{R} e^{-\alpha t} \tag{D.3}$$

y el voltaje a través del capacitor se obtiene como

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt = V_s(1 - e^{-\alpha t}) \tag{D.4}$$

En el estado estable (cuando $t = \infty$),

$$I_s = i(t = \infty) = 0$$
$$V_c = v_c(t = \infty) = V_s$$

D.2 CIRCUITO *RL* CON ENTRADA ESCALONADA

En las figuras 2.17a y 5.5a se muestran dos circuitos *RL* típicos. La corriente transitoria a través del inductor de la figura 5.5a se puede expresar como

$$V_s = v_L + v_R + E = L\frac{di}{dt} + Ri + E \tag{D.5}$$

con la condición inicial $i(t = 0) = I_1$. En el dominio de Laplace de s, la ecuación (D.5) se escribe como

$$\frac{V_s}{s} = L\,sI(s) - LI_1 + RI(s) + \frac{E}{s}$$

y despejando $I(s)$ da

$$I(s) = \frac{V_s - E}{L\,s(s + \beta)} + \frac{I_1}{s + \beta}$$
$$= \frac{V_s - E}{R}\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \beta}\right) + \frac{I_1}{s + \beta} \tag{D.6}$$

donde $\beta = R/L$. Tomando la transformada inversa de la ecuación (D.6) da

$$i(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-\beta t}) + I_1 e^{-\beta t} \tag{D.7}$$

Si no hay corriente inicial en el inductor (es decir, $I_1 = 0$), la ecuación (D.7) se escribe como

$$i(t) = \frac{V_s}{R}(1 - e^{-\beta t}) \tag{D.8}$$

En el estado estable (cuando $t = \infty$), $I_s = i(t = \infty) = V_s/R$.

D.3 CIRCUITO *LC* CON ENTRADA ESCALONADA

La corriente transitoria a través del capacitor de la figura 2.18a se expresa como

$$V_s = v_L + v_c = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{D.9}$$

con las condiciones iniciales: $v_c(t = 0) = 0$ e $i(t = 0) = 0$. En la transformada de Laplace la ecuación (D.9) se escribe como

$$\frac{V_s}{s} = L\,sI(s) + \frac{1}{Cs}I(s)$$

y despejando $I(s)$ da

$$I(s) = \frac{V_s}{L(s^2 + \omega_m^2)} \tag{D.10}$$

donde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. La transformada de Laplace de la ecuación (D.10) da la corriente de carga como

$$i(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}(\omega_m t) \tag{D.11}$$

y el voltaje del capacitor es

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt = V_s[1 - \cos(\omega_m t)] \tag{D.12}$$

En la figura D.1 se muestra un circuito *LC* con corriente inicial en el inductor de I_m y un voltaje inicial en el capacitor de V_o. La corriente en el capacitor se expresa como

$$V_s = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i\,dt + v_c(t = 0) \tag{D.13}$$

con la condición inicial $i(t = 0) = I_m$ y $v_c(t = 0) = V_o$. *Nota*: En la figura D.1, V_o se muestra igual a $-2V_s$. En el dominio de Laplace de s, la ecuación (D.13) es

$$\frac{V_s}{s} = L\,sI(s) - LI_m + \frac{1}{Cs} + \frac{V_o}{s}$$

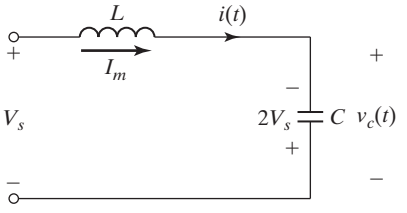


FIGURA D.1
Circuito LC.

y despejando la corriente $I(s)$ da

$$I(s) = \frac{V_s - V_o}{L(s^2 + \omega_m^2)} + \frac{sI_m}{s^2 + \omega_m^2} \tag{D.14}$$

donde $\omega_m = 1/\sqrt{LC}$. La transformada inversa de la ecuación (D.14) da

$$i(t) = (V_s - V_o)\sqrt{\frac{C}{L}}\,\text{sen}(\omega_m t) + I_m \cos(\omega_m t) \tag{D.15}$$

y el voltaje de capacitor como

$$\begin{aligned} v_c(t) &= \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt + V_o \\ &= I_m\sqrt{\frac{L}{C}}\,\text{sen}(\omega_m t) - (V_s - V_o)\cos(\omega_m t) + V_s \end{aligned} \tag{D.16}$$

A P É N D I C E E

Análisis de Fourier

En condiciones estables, el voltaje de salida de convertidores de potencia, en general, es una función periódica de tiempo definida por

$$v_o(t) = v_o(t + T) \tag{E.1}$$

donde T es el tiempo periódico. Si f es la frecuencia del voltaje de salida en hertz, la frecuencia angular es

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \tag{E.2}$$

y la ecuación (E.1) se puede reescribir como

$$v_o(\omega t) = v_o(\omega t + 2\pi) \tag{E.3}$$

El teorema de Fourier establece que una función periódica $v_o(t)$ se puede describir mediante un término constante más una serie infinita de términos seno y coseno de frecuencia $n\omega$, donde n es un entero. Por consiguiente, $v_o(t)$ se puede expresar como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{E.4}$$

donde $a_o/2$ es el valor promedio del voltaje de salida $v_o(t)$. Las constantes a_o, a_n y b_n se pueden determinar por las siguientes expresiones:

$$a_o = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\, d(\omega t) \tag{E.5}$$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t) \cos n\omega t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos n\omega t\, d(\omega t) \tag{E.6}$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t) \operatorname{sen} n\omega t\, dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \operatorname{sen} n\omega t\, d(\omega t) \tag{E.7}$$

Si $v_o(t)$ se puede expresar como una función analítica, estas constantes se pueden determinar mediante una integración. Si $v_o(t)$ es discontinua, lo que en general es el caso para la salida de

convertidores, se deben realizar varias integraciones (a lo largo de todo el periodo del voltaje de salida) para determinar las constantes, a_o, a_n y b_n.

$$a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t$$

$$= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}\left(\frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos n\omega t + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \operatorname{sen} n\omega t\right) \tag{E.8}$$

Definamos un ángulo ϕ_n, cuyo lado adyacente sea b_n, el lado opuesto a_n y la hipotenusa $(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$. Por consiguiente, la ecuación (E.8) se puede reescribir como

$$a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}(\operatorname{sen} \phi_n \cos n\omega t + \cos \phi_n \operatorname{sen} n\omega t) \tag{E.9}$$

$$= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1}\frac{a_n}{b_n} \tag{E.10}$$

Sustituyendo la ecuación (E.9) en la ecuación (E.4), la serie también se puede escribir como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\ldots}^{\infty} C_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \tag{E.11}$$

donde

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \tag{E.12}$$

C_n y ϕ_n son la magnitud pico y el ángulo de retardo del n-ésimo componente armónico del voltaje de salida $v_o(t)$, respectivamente.

Si el voltaje de salida tiene una *simetría de media onda*, el número de integraciones dentro de todo el periodo se puede reducir de manera considerable. Una forma de onda tiene la propiedad de simetría de media onda si satisface las siguientes condiciones:

$$v_o(t) = -v_o\left(t + \frac{T}{2}\right) \tag{E.13}$$

o

$$v_o(\omega t) = -v_o(\omega t + \pi) \tag{E.14}$$

En una forma de onda con simetría de media onda, la media onda negativa es la imagen a espejo de la media onda positiva, pero con un desplazamiento de fase de $T/2$ (o π rad) con respecto a la media onda positiva. Una forma de onda con simetría de media onda no contiene armónicos pares (es decir, $n = 2, 4, 6,...$) y contiene sólo armónicos impares (es decir, $n =$

1, 3, 5, . . .). Debido a la simetría de media onda, el valor promedio es cero (es decir, $a_o = 0$). Las ecuaciones (E.6), (E.7) y (E.11) se vuelven

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\,\cos n\omega t\,dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\,\cos n\omega t\,d(\omega t), \quad n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T v_o(t)\,\text{sen}\,n\omega t\,dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_o(\omega t)\,\text{sen}\,n\omega t\,d(\omega t), \quad n = 1, 3, 5, \ldots$$

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} C_n \,\text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Por lo general, con simetría de media onda, $a_o = a_n = 0$, y con simetría de cuarto de onda, $a_o = b_n = 0$.

Una forma de onda tiene la propiedad de simetría de cuarto de onda si satisface las siguientes condiciones:

$$v_o(t) = -v_o\left(t + \frac{T}{4}\right) \tag{E.15}$$

o

$$v_o(\omega t) = -v_o\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{E.16}$$

APÉNDICE F

Transformación en un marco de referencia

Hay dos tipos de transformaciones de variables trifásicas en los marcos *d–q* (directo y rotatorio en cuadratura) y α–β (estacionario). Estas transformaciones pueden simplificar el análisis y diseño de convertidores de potencia y propulsores de motores.

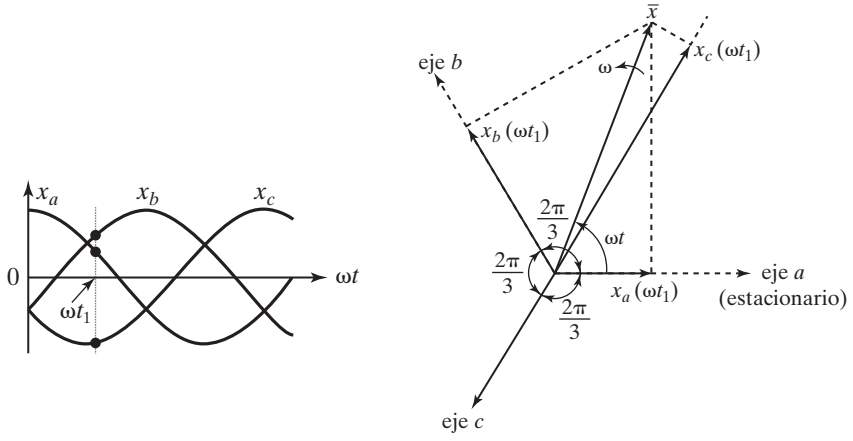
F.1 REPRESENTACIÓN DE VARIABLES TRIFÁSICAS MEDIANTE UN VECTOR ESPACIAL

Consideremos las variables trifásicas x_a, x_b y x_c, que aparecen en la figura F1.a. Hay un desplazamiento de fase de $2\pi/3$ entre ellas. En cualquier instante $\theta = \omega t$, $x_a + x_b + x_c = 0$. En el instante particular del tiempo ωt_1, x_a y x_b son positivas y la cantidad x_c es negativa. Consideremos un vector espacial $\vec{x}$ el cual gira a una velocidad arbitraria ω con respecto al marco estacionario *abc* como se muestra en la figura F.1b.

El vector espacial $\vec{x}$ se puede relacionar con las variables trifásicas mediante las coordenadas del marco de referencia estacionario *abc*. Los valores correspondientes x_{a1}, x_{b1} y x_{c1} del vector espacial $\vec{x}$ se pueden obtener proyectando hasta el eje *a*-, *b*- y *c*- correspondiente. Como los ejes *abc* están estacionarios en el espacio, cada una de las variables trifásicas completa un ciclo durante el tiempo en que el vector $\vec{x}$ realiza una revolución en el espacio. La magnitud y la velocidad de rotación del vector espacial $\vec{x}$ son constantes para variables senoidales con un desplazamiento de fase de $2\pi/3$ entre cualquiera de dos cantidades.

F.2 TRANSFORMACIÓN EN EL MARCO DE REFERENCIA *abc*/*dq*

Las variables trifásicas en el marco estacionario *abc* se pueden transformar en variables bifásicas en un marco de referencia rotatorio definido por ejes *d* (directo) y *q* (cuadratura) perpendiculares entre sí como se muestra en la figura F.2. El marco rotatorio de los ejes *dq* tiene una posición arbitraria con respecto al marco estacionario de los ejes *abc*. Éstos están relacionados por el ángulo θ entre el eje *a* y el eje *d*. Los ejes *dq* giran en el espacio a una velocidad arbitraria ω de modo que $\omega = d\theta/dt$.



(a) Representación variable con el tiempo (b) Representación mediante vector espacial

FIGURA F.1

Representación mediante vector espacial de variables trifásicas.

La proyección ortogonal de las variables x_a, x_b y x_c hasta los ejes dq da las variables transformadas en el marco rotatorio dq. Es decir, la suma de todas las proyecciones sobre el eje d como se muestra en la figura F.2, da la x_d transformada como

$$\begin{aligned} x_d &= x_a \cos\theta + x_b \cos(2\pi/3 - \theta) + x_c \cos(4\pi/3 - \theta) \\ &= x_a \cos\theta + x_b \cos(\theta - 2\pi/3) + x_c \cos(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \tag{F.1}$$

Asimismo, la suma de todas las proyecciones sobre el eje q da la x_q transformada como

$$x_q = -x_a \operatorname{sen}\theta - x_b \operatorname{sen}(\theta - 2\pi/3) - x_c \operatorname{sen}(\theta - 4\pi/3) \tag{F.2}$$

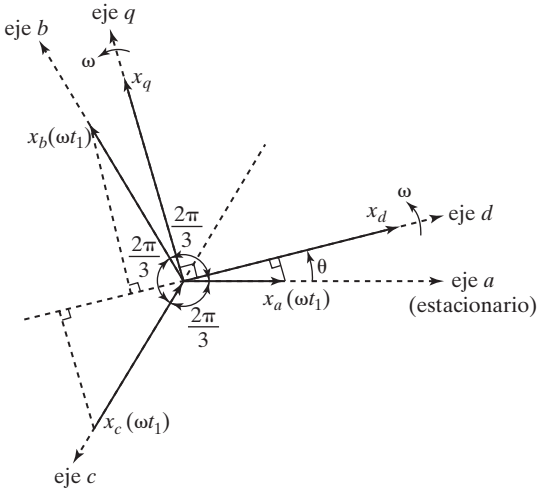


FIGURA F.2

Transformación del marco *abc* al marco *dq*.

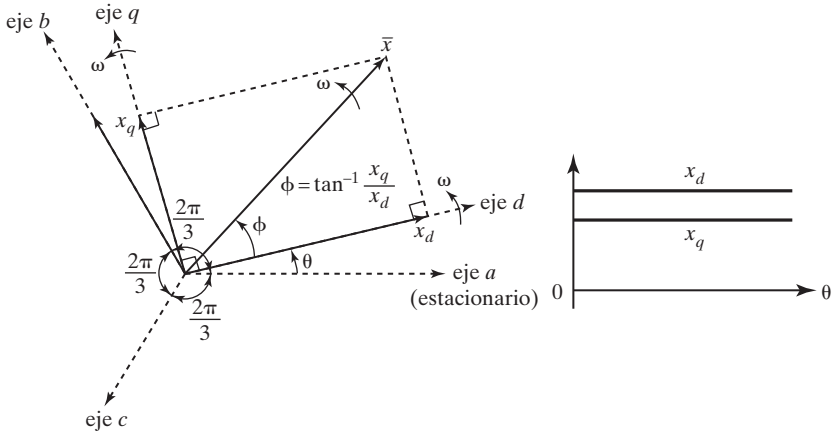
La transformación de las variables *abc* al marco *dq* se conoce como transformación *abc*/*dq* y se puede expresar en forma matricial como sigue:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\operatorname{sen}\theta & -\operatorname{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\operatorname{sen}(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{F.3}$$

El factor 2/3 agrega arbitrariamente a la ecuación de modo que la magnitud de los voltajes bifásicos sea igual a la de los voltajes trifásicos después de la transformación. La transformación inversa conocida como transformación *dq*/*abc* se puede obtener mediante operaciones matriciales. Las variables *dq* en el marco rotatorio se pueden volver a transformar en las variables *abc* en el marco estacionario como sigue:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\operatorname{sen}\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\operatorname{sen}(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\operatorname{sen}(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{F.4}$$

La descomposición del vector espacial $\vec{x}$ en el marco de referencia rotatorio *dq* se muestra en la figura F.3a. Si el vector $\vec{x}$ gira a la misma velocidad que la del marco *dq*, el ángulo del vector φ entre $\vec{x}$ y el eje *d* es constante. Por consiguiente, los componentes de los ejes *dq* x_d y x_q son variables de *cd*. Por consiguiente, las variables de *ca* trifásicas se pueden representar mediante variables de *cd* bifásicas mediante una transformación *abc*/*dq*.



(a) Descomposición del vector espacial (b) Variaciones de las variables *dq*

FIGURA F.3

Descomposición del vector espacial en el marco rotatorio *dq*.

F.3 TRANSFORMACIÓN EN EL MARCO DE REFERENCIA *abc*/αβ

La transformación de variables trifásicas en el marco de referencia estacionario en variables bifásicas también en el marco estacionario con frecuencia se conoce como transformación *abc*/αβ. El marco αβ no gira en el espacio. Por consiguiente, para $\theta = 0$, la ecuación (F.3) da la transformación como

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{F.5}$$

Asimismo, para $\theta = 0$, la ecuación (F.4) da la transformación αβ/*abc* como

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{F.6}$$

Se puede demostrar que para un sistema trifásico balanceado, $x_a + x_b + x_c = 0$ y x_a en el marco de referencia αβ es igual a la x_a en el marco *abc*. Es decir, la ecuación (F.5) da

$$x_a = \frac{2}{3}\left(x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c\right) = x_a \tag{F.7}$$

Bibliografía

Libros de electrónica de potencia: http://www.smpstech.com/books/booklist.htm

Bedford, F. E., y R. G. Hoft. 1964. *Principles of Inverter Circuits.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Billings, *K.* 1989. *Switch Mode Power Supply Handbook.* Nueva York: McGraw-Hill Inc.

Bird, B. M., y K. G. King. 1983. *An Introduction to Power Electronics.* Chichester, West Sussex, Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd.

Csaki, F., K. Ganszky, I. Ipsits, y S. Marti. 1980. *Power Electronics.* Budapest: Akademiai Kiadó.

Datta, S. M. 1985. *Power Electronics & Control.* Reston, VA: Reston Publishing Co., Inc.

Davis, R. M. 1979. *Power Diode and Thyristor Circuits.* Stevenage, Herts, Inglaterra: Institution of Electrical Engineers.

Dewan, S. B., y A. Straughen. 1984. *Power Semiconductor Circuits.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Dewan, S. B., G. R. Slemon, y A. Straughen. 1975. *Power Semiconductor Drives.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Dubey, G. K. 1989. *Power Semiconductor Controlled Drives.* Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

Fisher, M. J. 1991. *Power Electronics.* Boston, MA: PWS-KENT Publishing.

General Electric, Grafhan, D. R., y F. B. Golden, eds. 1982. *SCR Manual,* 6a. ed., Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

Gottlieb, I. M. 1985. *Power Control with Solid State Devices.* Reston, VA: Reston Publishing Co., Inc.

Heumann, K. 1986. *Basic Principles of Power Electronics.* Nueva York: Springer-Verlag.

Hingorani, N. G., y L. GYUGI. 2000. *Understanding FACTS.* Piscataway, NJ: IEEE Press.

Hnatek, E. R. 1981. *Design of Solid State Power Supplies.* Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc.

Hoft. R. G. 1974. *SCR Applications Handbook.* El Segundo, CA: International Rectifier Corporation.

Hoft. R. G. 1986. *Semiconductor Power Electronics.* Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc.

Kassakian, J. G., M. Schlecht, y G. C. Verghese. 1991. *Principles of Power Electronics.* Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Co., Inc.

Kazimierczuk, M. K., y D. Czarkowski. 1995a. *Resonant Power Converters.* Nueva York: John Wiley and Sons Ltd.

Kazimierczuk, M. K., y D. Czarkowski 1995b. *Solutions Manual for Resonant Power Converters.* Nueva York: John Wiley and Sons Ltd.

Kilgenstein, O. 1989. *Switch-Mode Power Supplies in Practice.* Nueva York: John Wiley and Sons Ltd.

Kloss, A. 1984. *A Basic Guide to Power Electronics.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Kusko, A. 1969. *Solid State DC Motor Drives.* Cambridge, MA: The MIT Press.

Lander, C. W. 1981. *Power Electronics.* Maidenhead. Berkshire, Inglaterra: McGraw-Hill Book Company Ltd.

Lenk, *R.* 1998. *Practical Design of Power Supply.* Piscataway, NJ: IEEE Press Inc.

Leonard, W. 1985. *Control of Electrical Drives.* Nueva York: Springer-Verlag.

Lindsay, J. F., y M. H. Rashid. 1986. *Electromechanics and Electrical Machinery.* Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

Lye. R. W. 1976. *Power Converter Handbook.* Peterborough, ON: Canadian General Electric Company Ltd.

Mazda, F. F. 1973. *Thyristor Control.* Chichester, West Sussex, Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd.

Mazda, F. F. 1997. *Power Electronics Handbook,* 3a. ed. Londres: Newnes.

McMurry, W. 1972. *The Theorv and Design of Cycloconverters.* Cambridge, MA: The MIT Press.

Mitchell, D. M. 1988. *Switching Regulator Analysis.* Nueva York: McGraw-Hill Inc.

Mohan, M., T. M. Undeland, y W. P. Robbins. 1989. *Power Electronics: Converters, Applications and Design.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Murphy, I. M. D. 1973. *Thyristor Control of AC Motors.* Oxford: Pergamon Press Ltd.

Novothny, D. W., y T. A. Lipo. 1998. *Vector Control and Dynamics of AC Drives.* Nueva York: Oxford University Publishing.

Pearman, R. A. 1980. *Power Electronics: Solid State Motor Control.* Reston, VA: Reston Publishing Co., Inc.

Pelly, B. R. 1971. *Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Ramamoorty, M. 1978. *An Introduction to Thyristors and Their Applications.* Londres: Macmillan Publishers Ltd.

Ramshaw, R. S. 1982. *Power Electronics: Thyristor Controlled Power for Electric Motors.* Londres: Chapman & Hall Ltd.

Rashid, M. H. 1993a. *SPICE for Power Electronics and Electric Power.* Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

Rashid, M. H. 1993b. *Power Electronics— Circuits, Devices, and Applications.* Upper Saddle River. NJ: Prentice-Hall, Inc., 1a. ed., 1988.

Rice, L. R. 1970. *SCR Designers Handhook.* Pittsburgh, PA: Westinghouse Electric Corporation.

Rose, M. I. 1970. *Power Engineering Using Thyristors*, Vol. 1. Londres: Mullard Ltd.

Schaefer, J. 1965. *Rectifier Circuits; Theory and Design.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

Sen, P. C. 1981. *Thyristor DC Drives.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

SEVERNS, R. P. y G. BLOOM. 1985. *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits.* Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc.

SHEPHERD, W., y L. N. HULLEY. 1987. *Power Electronics and Motor Drives,* Cambridge, RU: Cambridge University Press.

SONG, Y. H., y A. T. JOHNS. 1999. *Flexible ac Transmission Systems (FACTS).* Londres: The Institution of Electrical Engineers.

STEVEN, R. E. 1983. *Electrical Machines and Power Electronics.* Wakingham, Berkshire, RU: Van Nostrand Reinhold Ltd.

SUBRAHMANYAM, V. 1996. *Electric Drives: Concepts and Applications.* Nueva York: McGraw-Hill Inc.

SUGANDHI, R. K., y K. K. SUGANDHI. 1984. *Thyristors: Theory and Applications.* Nueva York: Halsted Press.

SUM, K. KIT. 1984. *Switch Mode Power Conversion: Basic Theory and Design.* Nueva York: Marcel Dekker, Inc.

TARTER, R. E. 1985. *Principles of Solid-State Power Conversion.* Indianapolis, IN: Howard W. Sams & Company, Publishers, Inc.

VALENTINE, *R.* 1998. *Motor Control Electronics Handbook.* Nueva York: McGraw-Hill Inc.

WELLS. *R.* 1962. *Static Power Converters.* Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.

WILLIAMS, B. W. 1987. *Power Electronics: Devices. Drivers and Applications.* Nueva York: Halsted Press.

WOOD, P. 1981. *Switching Power Converters.* Nueva York: Van Nostrand Reinhold Company, Inc.

Respuestas a problemas seleccionados

CAPÍTULO 1

1.1 $I_{\text{RMS}} = 70.71\,\text{A}$, $I_{\text{PROM}} = 63.67\,\text{A}$
1.2 $I_{\text{RMS}} = 50\,\text{A}$, $I_{\text{PROM}} = 31.83\,\text{A}$
1.3 $I_{\text{RMS}} = 63.27\,\text{A}$, $I_{\text{PROM}} = 20.83\,\text{A}$
1.4 $I_{\text{RMS}} = 63.25\,\text{A}$, $I_{\text{PROM}} = 40\,\text{A}$
1.5 $I_{\text{RMS}} = 57.04\,\text{A}$, $I_{\text{PROM}} = 36\,\text{A}$
1.6 $I_{\text{RMS}} = 36.52\,\text{A}$, $I_{\text{PROM}} = 20\,\text{A}$

CAPÍTULO 2

2.1 **(a)** $Q_{RR} = 1000\,\mu\text{C}$,
(b) $I_{RR} = 400\,\text{A}$
2.2 **(a)** $Q_{RR} = 6667\,\mu\text{C}$,
(b) $I_{RR} = 6667\,\text{A}$
2.3 *pendiente*, $m = 8.333 \times 10^{-12}\,C/A/s$,
$t_a = 3.333\,\mu\text{s}, t_b = 1.667\,\mu\text{s}$
2.4 **(a)** $n = 7.799$,
(b) $I_s = 0.347\,\text{A}$
2.5 **(a)** $n = 5.725$,
(b) $I_s = 0.03\,\text{A}$
2.6 $I_{R1} = 20\,\text{mA}, I_{R2} = 12\,\text{mA}$,
$R_2 = 166.67\,\text{k}\Omega$
2.7 $I_{R1} = 22\,\text{mA}, I_{R2} = 7\,\text{mA}$,
$R_2 = 314.3\,\text{k}\Omega$
2.8 $I_{D1} = 140\,\text{A}$ e $I_{D2} = 50\,\text{A}$
2.9 $I_{D1} = 200\,\text{A}$ e $I_{D2} = 110\,\text{A}$
2.10 $R_1 = 14\,\text{m}\Omega, R_2 = 5.5\,\text{m}\Omega$
2.11 $R_1 = 9.333\,\text{m}\Omega, R_2 = 3.333\,\text{m}\Omega$
2.12 $V_{D1} = 2575\,\text{V}, V_{D2} = 2425\,\text{V}$
2.13 $V_{D1} = 5.375\,\text{V}, V_{D2} = 4.625\,\text{V}$
2.14 $I_{\text{prom}} = -2.04\,\text{A}, I_{\text{rms}} = 71.59\,\text{A}$,
500 A a $-200\,\text{A}$
2.15 $I_{\text{RMS}} = 20.08\,\text{A}, I_{\text{PROM}} = 3.895\,\text{A}$,
$I_p = 500\,\text{A}$
2.16 $I_{\text{PROM}} = 23.276\,\text{A}, I_p = 2988\,\text{A}$
2.17 $I_{\text{RMS}} = 515.55\,\text{A}, I_p = 12.84\,\text{A}$
2.18 **(a)** $I_{\text{prom}} = 22.387\,\text{A}$,
(b) $I_{\text{r1}} = 16.77\,\text{A}, I_{\text{r2}} = 47.43\,\text{A}$,
$I_{\text{r3}} = 22.36\,\text{A}, I_{\text{rms}} = 55.05\,\text{A}$
2.19 $I_{\text{PROM}} = 20\,\text{A}, I_{\text{RMS}} = 52.44\,\text{A}$
2.20 $I_{\text{PROM}} = 44.512\,\text{A}$, $I_{\text{RMS1}} = 180\,\text{A}$,
$I_p = 1690\,\text{A}$
2.21 $I_p = 10.2\,\text{kA}$, $I_{\text{RMS}} = 1125\,\text{A}$

2.22 $I_p = 46.809\,\text{A}, W = 0.242\,\text{J}$,
$V_c = 9.165\,\text{V}$

2.23 **(a)** $v_C(t) = -220e^{-t\times 10^6/220}\,\text{V}$,
(b) $W = 0.242\,\text{J} - 2000\text{t}$

2.24 **(a)** $I_D = 23.404\,\text{A}$, **(b)** $W = 1.78\,\text{J}$,
(c) $di/dt = 16.92\,\text{kA/s}$

2.25 **(a)** $I_D = 46.809\,\text{A}$, **(b)** $W = 7.121\,\text{J}$,
(c) $di/dt = 33.85\,\text{kA/s}$

2.26 $i(t) = 22 - 12e^{-2000t}\,\text{A}$

2.27 $v_C(t) = I_0\sqrt{\dfrac{L}{C}}\,\text{sen}(\omega_o t)$
$-V_S\cos(\omega_o t) + V_S$

2.28 Para la figura P2.28a,
(a) $i(t) = V_s t/L$,
(b) $di/dt = V_s/L$,
(d) $di/dt\,(\text{con } t = 0) = V_s/L$.

Para la figura P2.28b,

(a) $i(t) = \dfrac{V_s - V_o}{R}e^{-t/RC}$,

(b) $\dfrac{di}{dt} = \dfrac{V_S - V_o}{R^2C}e^{-t/RC}$,

(d) $di/dt = (V_s - V_o)/(R^2C)$

Para la figura P2.28c,

(a) $i(t) = \dfrac{V_S}{R}e^{-tR/L}$,

(b) $\dfrac{di}{dt} = -\dfrac{V_S}{L}e^{-tR/L}$,

(d) $di/dt = V_s/L$

Para la figura P2.28d,

(a) $i(t) = (V_S - V_o)\sqrt{\dfrac{C}{L}}\,\text{sen}(\omega_o t)$
$= I_p\,\text{sen}(\omega_o t)$,

(b) $\dfrac{di}{dt} = \dfrac{V_S - V_o}{L}\cos(\omega_o t)$,

(d) $di/dt = (V_s - V_o)/L$

Para la figura P2.28e, $di/dt = V_s/20\ \text{A}/\mu\text{s}$

2.29 **(a)** $I_p = 49.193\,\text{A}$, **(b)** $t_1 = 70.25\,\mu\text{s}$,
(c) $V_C = 220\,\text{V}$

2.30 **(a)** $i(t) = 11.3 \times \text{sen}(3893t)\,e^{-2200t}\,\text{A}$,
(b) $t_1 = 807\ \mu\text{s}$

2.31 **(a)** $A_2 = 0.811, \alpha = 20\,\text{k}$,
$\omega_r = 67.82\,\text{krad/s}$,
(b) $t_1 = 46.32\,\mu\text{s}$
$v_c(t) = e^{-\alpha t}A_2\,\text{sen}(\omega_r t)$

2.32 **(a)** $s_1 = -15.51\times 10^3, s_2 = -64.49\times 10^3$,
$A_1 = -A_2 = 2.245, \alpha = 40\,\text{k}$,
$\omega_o = 31.62\,\text{krad/s}$
(b) $i(t) = A_1(e^{s_1 t} - e^{s_2 t})$

2.33 **(a)** $A_2 = 1.101, \alpha = 4\,\text{k}$,
$\omega_r = 99.92\,\text{krad/s}$,
(b) $t_1 = 31.441\,\mu\text{s}$
$v_c(t) = e^{-\alpha t}A_2\,\text{sen}\,(\omega_r t)$

2.34 Estado estable, $I_o = 11\,\text{A}, W = 7.121\,\text{J}$

2.35 **(a)** $v_D = 4200\,\text{V}$,
(b) $I_o = 133.33\,\text{A}$,
(c) $I'_o = 6{,}67\,\text{A}$, **(d)** $t_2 = 200\,\mu\text{s}$,
(e) $W = 1.333\,\text{J}$

2.36 $v_D = 2.42\,\text{kV}$,
(b) $I_o = 24.444\,\text{A}$,
(c) $I_{o(\text{pico})} = 2.444\,\text{A}$,
(d) $t_2 = 500\,\mu\text{s}$, **(e)** $W = 0.134\,\text{J}$

2.37 $v_D = 440\,\text{V}$,
(b) $I_o = 44\,\text{A}$, **(c)** $I_{o(\text{pico})} = 44\,\text{A}$,
(d) $t_2 = 50\,\mu\text{s}$, **(e)** $W = 0.242\,\text{J}$

2.38 $v_D = 22.22\,\text{kV}$,
(b) $I_o = 44\,\text{A}$, **(c)** $I_{o(\text{pico})} = 0.44\,\text{A}$,
(d) $t_2 = 5000\,\mu\text{s}$, **(e)** $W = 0.242\,\text{J}$

CAPÍTULO 3

3.1 $V_{\text{cd}} = 108.23\,\text{V}$

3.2 $V_{\text{cd}} = 107.57\,\text{V}$

3.3 $V_{\text{cd}} = 162.34\,\text{V}$

3.4 $V_{\text{cd}} = 159.49\,\text{V}$

3.5 $V_{\text{cd}} = 378.18\,\text{V}$

3.6 $V_{\text{cd}} = 364.57\,\text{V}$

3.7 Diodos: $I_p = 37.7\,\text{A}, I_d = 12\,\text{A}$,
$I_R = 18.85\,\text{A}$, Transformador:
$V_s = 266.58\,\text{V}, I_s = 26.66\,\text{A}$,
$\text{TUF} = 0.8105$

3.8 Diodos: $I_p = 6000$ A, $I_d = 3000$ A, $I_R = 4240$ A, Transformador: $V_s = 320.59$ V, $I_s = I_p = 6000$ A, TUF = 0.7798

3.9 $L = 158.93$ mH

3.10 $L = 7.76$ mH

3.11 **(a)** $\delta = 152.73°$, **(b)** $R = 1.776\ \Omega$, **(c)** $P_R = 512.06$ W, **(d)** $h = 1$ h, **(e)** $\eta = 28.09\%$, **(f)** PIV = 104.85 V

3.12 **(a)** $\delta = 163.74°$, **(b)** $R = 4.26\ \Omega$, **(c)** $P_R = 287.03$ W, **(d)** $h = 1.67$ hs **(e)** $\eta = 18.29\%$, **(f)** PIV = 96.85 V

3.13 **(a)** $I_o = 10.27$ A, **(b)** $I_{D(\text{prom})} = 11$ A, **(c)** $I_{D(\text{rms})} = 17.04$ A, **(d)** $I_{o(\text{rms})} = 24.1$ A

3.14 **(a)** $I_o = 50.56$ A, **(b)** $I_{D(\text{prom})} = 17.38$ A, **(c)** $I_{D(\text{rms})} = 30.11$ A, **(d)** $I_{o(\text{rms})} = 52.16$ A

3.15 **(a)** $C_e = 450.66\ \mu$F, **(b)** $V_{\text{cd}} = 158.49$ V

3.16 **(a)** $C_e = 901.32\ \mu$F, **(b)** $V_{\text{cd}} = 164.1$ V

3.17 **(a)** $\eta = 40.45\%$, **(b)** FF = 157.23%, **(c)** RF = 121.33%, **(d)** TUF = 28.61%, **(e)** PIV = 100 V, **(f)** CF = 2, **(g)** PF = 0.71

3.18 $$v_o(t) = \frac{V_m}{\pi}\left(1 + \frac{1}{2}\operatorname{sen}\omega t - \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t - \frac{2}{35}\cos 6\omega t - \cdots\right)$$

3.19 **(a)** $L_{\text{cr}} = 15.64$ mH, $\alpha = 16.43°$, $I_{\text{rms}} = 25.57$ A, **(b)** $\alpha = 37.84°$, $I_{\text{rms}} = 20.69$ A

3.20 $V_{\text{ca}} = V_m/(4\sqrt{2}\,\text{f RC})$

3.21 $L_e = 1.207$ mH, $C_e = 292.84\ \mu$F

3.22 **(b)** $L = 11.64$ mH

3.23 **(b)** PF = 0.9, HF = 0.4834, **(c)** PF = 0.6366, HF = 1.211

3.24 **(b)** PF = 0.9, HF = 0.4834, **(c)** PF = 0.6366, HF = 1.211

3.25 **(c)** PF = 0.827, HF = 0.68

3.26 **(b)** $I_1 = \sqrt{3}I_a/(\pi\sqrt{2})$, $\varphi_1 = -\pi/6$, $I_s = \sqrt{2}I_a/3$, **(c)** PF = 0.827, HF = 0.68

3.27 **(b)** $I_1 = \sqrt{2}\sqrt{3}I_a/\pi$, $I_s = I_a\sqrt{(2/3)}$, **(c)** PF = 0.78, HF = 0.803

3.28 **(c)** PF = 0.9549, HF = 0.3108

3.29 **(c)** PF = 0.9549, HF = 0.3108

3.30 **(c)** HF = 0.3108

3.31 **(a)** $\eta = 99.99\%$, **(b)** FF = 100.01%, **(c)** RF = 1.03%, **(d)** PF = 0.8072, **(e)** PIV = 420.48 V, **(f)** $I_d = 25$ A, $I_m = 303.45$ A

3.32 **(a)** $V_{\text{dominante}} = 2.35$ V, $V_{\text{pico}} = 168.06$ V, **(b)** $f_1 = 720$ Hz

CAPÍTULO 4

4.1 $I_D = 0.606$ A, $R_{DS} = 5.779\ \Omega$

4.2 $I_D = 0.916$ A, $R_{DS} = 3.823\ \Omega$

4.3 $i_D(x) = K_n[2(V_{GS} - V_T)x - x^2]$

4.4 $i_D(x) = K_n[2(V_{GS} - V_T)x]$

4.5 $$R_{DS}(x) = \frac{1}{K_n[2(V_{GS} - V_T)]}$$

4.6 $g_m(x) = 2K_nV_{DS}$

4.7 **(b)** $\beta_f = 0.5$, **(c)** $P_T = 97.5$ W

4.8 **(b)** $\beta_f = 5.144$, **(c)** $P_T = 48.86$ W

4.9 **(e)** $P_T = 254.61$ W

4.10 $R_{SA} = 0.021°\text{C/W}$

4.11 $P_B = 13.92$ W

4.12 **(e)** $P_T = 131.06$ W

4.13 **(e)** $P_T = 11.59$ W

4.14 $R_{SA} = 8.18°\text{K/W}$

4.15 **(b)** $I = 13.33\%$

4.16 **(f)** $P_s = 1440$ W

4.17 **(f)** $P_s = 0.844$ W

4.18 $f_{\text{máx}} = 3.871$ kHz

4.19 **(b)** $V_{CE} = 3.4$ V, **(c)** $I_C = 113.577$ A

CAPÍTULO 5

5.1 **(c)** $\eta = 99.32\%$, **(d)** $V_o = 98.36$ V

5.2 **(e)** $I_o = 9.002$ A, **(g)** $I_R = 6.36$ A

5.3 $L = 27.5$ mH

5.4 **(b)** $R_{ch} = 0.4033\ \Omega$

5.6 $k = 0.5, I_2 = 615$ A, $I_1 = 585$ A

5.7 $I_{máx} = 30$ A

5.8 $I_1 = 1.65$ A, $I_2 = 2.42$ A, $\Delta I = 0.77$ A

5.9 **(b)** $L = 736.67\ \mu$H, **(c)** $C = 156.25\ \mu$F, **(d)** $L_c = 216.78\ \mu$H, $C_c = 0.48\ \mu$F

5.10 **(c)** $I_2 = 1.3$ A, **(d)** $V_c = 28.41$ mV, **(e)** $L_c = 144\ \mu$H, $C_c = 0.63\ \mu$F

5.11 **(d)** $I_p = 3.58$ A, **(e)** $L_c = 120\ \mu$H, $C_c = 0.8\ \mu$F

5.12 **(f)** $\Delta V_{c2} = 17.53$ mV, **(g)** $\Delta I_{L2} = 1.2$ A, $I_p = 3.11$ A

5.13 $L_{c1} = 4.69$ mH, $L_{c2} = 0.15\ \mu$H, $C_{c1} = 0.80\ \mu$F, $C_{c1} = 0.4\ \mu$F

5.14 $L_e = 1.45$ mH, $C_e = 9.38\ \mu$F, L $= 193.94\ \mu$H

5.16 **(a)** $G(k = 0.5) = 0.5$, **(b)** $G(k = 0.5) = 1.93$, **(c)** $G(k = 0.5) = -0.97$

5.17 $\Delta V_2 = 2.5\%, \Delta I_1 = -2.5\%$

5.18 $\Delta V_2 = 5\%, \Delta I_1 = -5\%$

5.19 $\Delta V_1 = 20.83\%, \Delta I_2 = -20.83\%$

5.20 $\Delta V_1 = 20.83\%, \Delta I_2 = -20.83\%$

5.21 Relación = 2 en $k = 0.5$

5.22 Para $k = 0.6, I_1 = 0.27$ A, $I_2 = 0.53$ A, $\Delta I = 0.27$ A

CAPÍTULO 6

6.1 **(e)** THD $= 47.43\%$, **(f)** DF $= 5.381\%$, **(g)** $V_3 = V_1/3$

6.2 **(e)** THD $= 48.34\%$, **(f)** DF $= 3.804\%$, **(g)** $HF_3 = 33.33\%$

6.3 **(b)** $I_{rms} = 16.81$ A, **(c)** DF $= 5.38\%$, **(d)** $I_s = 8.38$ A, **(e)** $I_p = 23.81$A, $I_A = 4.19$ A

6.4 **(d)** $P_o = 145.16$ W, $I_s = 0.66$ A, **(e)** $I_p = 7.62$ A, $I_A = 0.33$ A

6.5 **(c)** THD $= 97.17\%$, **(e)** $I_p = 4.6$ A, $I_A = 0.156$ A

6.6 $V_{a1(pico)} = 140$ V, $V_{ab(pico)} = 242.58$ V, $I_{a1(pico)} = 12.44$ A

6.7 $V_{a1(pico)} = 140$ V, $V_{ab(pico)} = 242.58$ V, $I_{a1(pico)} = 28$ A

6.8 $V_{ab(pico)} = 242.58$ V, $I_{ab1(pico)} = 37.21$ A

6.9 $V_{ab(pico)} = 242.58$ V, $I_{ab1(pico)} = 37.21$ A, $I_{a1(pico)} = 64.64$ A

6.10 $I_S = 1.124$ A, $I_A = 1.124/3 = 0.375$ A

6.11 $\delta = 102.07°$

6.12 Para $M = 0.5, V(1) = 48.72\%$, $V(3) = 39.31\%$, DF $= 10.83\%$

6.13 Para $M = 0.8, \delta = 72°, \alpha_1 = 9°$, $\alpha_2 = 99°, V_{o(pico)} = 116.42$ V, $I_{o1(pico)} = 1.158$ A

6.14 Para $M = 0.5, V_{o1} = 70.71\%$, $V(1) = 32.45\%$, THD $= 111.98\%$, DF $= 4.87\%$

6.15 Para $M = 0.5, V(1) = 32.02\%$, $V(3) = 15.9\%$, DF $= 4.08\%$

6.16 Para $M = 0.5, V_{o1} = 55\%$, $V(1) = 25\%$, THD $= 111.94\%$, DF $= 1.094\%$

6.17 Para $M = 0.5, V(1) = 25\%$, V$(3) = 0$, DF $= 11.06\%$

6.18 Para $M = 0.5$, V$(1) = 30\%$, V$(3) = 0\%$, DF $= 0.746\%$

6.19 Para $M = 0.5, V_{o1} = 57.09\%$, $V(1) = 30.57\%$, THD $= 108.9\%$, DF $= 0.785\%$

6.20 $\delta = 23.04°$

6.21 $\beta = 102.07°$

6.22 Para $M = 0.5$, $\alpha_1 = 7.5°$, $\alpha_2 = 31.5°$, $\alpha_3 = 40.5°$, $\alpha_4 = 67.5°$, $\alpha_4 = 76.5°$, $V(1) = 95.49\%$, THD $= 70.96\%$, DF $= 3.97\%$

6.23 Para $M = 0.5$, $\alpha_1 = 4.82°$, $\alpha_2 = 20.93°$, $\alpha_3 = 30.54°$, $\alpha_4 = 48.21°$, $\alpha_5 = 54.64°$, $V(1) = 92.51\%$, THD $= 74.56\%$, DF $= 3.96\%$

6.24 Para $M = 0.5$, $\alpha_1 = 9°$, $\alpha_2 = 28.13°$, $\alpha_3 = 42.75°$, $\alpha_4 = 66.38°$, $\alpha_5 = 77.63°$, $V(1) = 83.23\%$, THD $= 81.94\%$, DF $= 3.44\%$

6.25 Para $M = 0.5$, $\alpha_1 = 201.3°$, $\alpha_2 = 33.47°$, $\alpha_3 = 63.73°$, $\alpha_4 = 79.10°$, $\alpha_5 = 93.21°$, $V(1) = 72.05\%$, THD $= 95.51\%$, DF $= 1.478\%$

6.26 $\alpha_1 = 12.53°$, $\alpha_2 = 21.10°$, $\alpha_3 = 41.99°$, $\alpha_4 = 46.04°$

6.27 $\alpha_1 = 15.46°$, $\alpha_2 = 24.33°$, $\alpha_3 = 46.12°$, $\alpha_4 = 49.40°$

6.28 $\alpha_1 = 10.084°$, $\alpha_2 = 29.221°$, $\alpha_3 = 45.665°$, $\alpha_4 = 51.681°$

6.29 $\alpha_1 = 23.663°$, $\alpha_2 = 33.346°$

6.30 $T_1(\theta) = MT_s \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta)$

6.31 $V_{cr} = 0.8\angle 29.994°$

6.32 $v_{aN2} = (V_s/2)sen\theta$, $v_{bN2} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - \pi/2)$

6.33 $v_{aN3} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - \pi/3)$, $v_{bN3} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - 5\pi/6)$

6.35 $v_{aN5} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - 3\pi/3)$, $v_{bN5} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - 9\pi/6)$

6.36 $v_{aN6} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - 4\pi/3)$, $v_{bN6} = (V_s/2)\operatorname{sen}(\theta - 11\pi/6)$

6.37 **(a)** $G_{cd} = 0.833$, $G_{ca} = 2.5$, $V_m = 1.667$

6.38 $V_{o1(\text{pico})} = 234.98$ V, $I_{o1(\text{pico})} = 9.49$ A, $I_p = 9.5$ A, $f_e = 2799.7$ Hz

6.39 $V_{o1(\text{pico})} = 246.35$ V, $I_{o1(\text{pico})} = 4.33$ A, $I_p = 8.98$ A, $C_e = 38.04\ \mu$F

CAPÍTULO 7

7.1 **(b)** $f_{máx} = 11{,}920$ Hz, **(c)** $V_{pp} = 277.68$ V, **(d)** $I_p = 36.19$ A, **(i)** $I_{\text{pico}} = 36.19$ A, $I_R = 9.96$ A

7.2 **(a)** $I_{ps} = 58.55$ A, **(b)** $I_A = 25.39$ A, **(c)** $I_R = 48.25$ A

7.3 **(a)** $I_p = 56.8$ A, **(b)** $I_A = 13.2$ A, **(c)** $I_R = 24.27$ A, **(d)** $V_{pp} = V_{c1} - V_c = 440$ V

7.4 **(a)** $I_p = 94.36$ A, **(b)** $I_A = 6.07$ A, **(c)** $I_R = 21.1$ A, **(e)** $I_s = 12.14$ A

7.5 **(a)** $I_p = 114.6$ A, **(b)** $I_A = 17.12$ A, **(c)** $I_R = 39.2$ A, **(e)** $I_s = 23.22$ A

7.6 **(a)** $I_p = 234.19$ A, **(b)** $I_A = 10.46$ A, **(c)** $I_R = 43.78$ A, **(e)** $I_s = 41.83$ A

7.7 **(b)** $Q_s = 3.85$, **(c)** $L = 122.5\ \mu$H, **(d)** $C = 0.3308\ \mu$F

7.8 **(a)** $V_{i(\text{pico})} = 161.25$ V, **(b)** $L = 20.22\ \mu$H, **(d)** $C = 2.004\ \mu$F

7.9 **(a)** $I_s = 22.21$ A, **(b)** $Q_s = 3.85$, **(c)** $C = 4.901\ \mu$F, **(d)** $L = 8.27\ \mu$H

7.10 **(a)** $L_e = 6.39\ \mu$H, $C_e = 1.38\ \mu$F, $L = 111.4\ \mu$H, $C = 95.78$ nF

7.11 **(a)** $C_f = 21.4\ \mu$F, **(b)** $I_{L(\text{rms})} = 590.91$ mA, $I_{L(\text{cd})} = 300$ mA, $I_{C(\text{rms})} = 509.12$ mA, $I_{C(\text{cd})} = 0$

7.12 $C = 0.1221\ \mu$F, $L = 135.7\ \mu$H

7.13 **(a)** $V_{pico} = 32.32$ V, $I_{pico} = 200$ mA, **(b)** $I_{L3} = -100$ mA, $t_5 = 13.24\ \mu$s

7.14 $k = 1.5$, $f_o/f_k = 7{,}653$

CAPÍTULO 8

8.1 THD $= 20.981\%$ para $m = 5$

8.2 $V_{sw} = 0.833$ kV, $V_{D1} = 4.167$ kV, $V_{D2} = 3.333$ kV, $V_{D3} = 2.5$ kV

8.3 $I_{a(\text{rms})} = 8.157$ A, $I_{b(\text{rms})} = 12.466$ A, $I_{C1(\text{prom})} = 4.918$ A, $I_{C2(\text{prom})} = 9.453$ A,

$I_{C1(\text{rms})} = 11.535$ A,
$I_{C2(\text{rms})} = 17.629$ A

8.4 THD $= 20.981\%$ para $m = 5$

8.5 $V_{\text{sw}} = 833$ V, $V_{\text{D1}} = 833$ V,
$V_{\text{D2}} = 833$ V

8.6 Para $m = 5$, 4 capacitores para el diodo de fijación, 10 para el diodo volante y 2 para el diodo en cascada .

8.7 $I_{\text{rms}} = 75$ A, $I_{\text{prom}} = 47.746$ A

8.8 $I_{S1(\text{prom})} = 7.377$ A, $I_{S2(\text{prom})} = 14.032$ A,
$I_{S2(\text{prom})} = 19.314$ A

8.9 $\alpha_1 = 12.834°$, $\alpha_2 = 29.908°$,
$\alpha_3 = 50.993°$, y $\alpha_4 = 64.229°$

8.10 $\alpha_1 = 30.653°$, $\alpha_2 = 47.097°$,
$\alpha_3 = 68.041°$, y $\alpha_4 = 59.874°$,
THD $= 38.5\%$, DF $= 4.1\%$

8.11 $V_5 = 4V_{cd}/6$ 00111

8.12 $V_5 = 4V_{cd}/8$ 00001111

8.13 $V_5 = 4V_{cd}/6$ 001111

8.14 $V_5 = 4V_{cd}/8$ 00001111

CAPÍTULO 9

9.1 $C_{J2} = 12.5$ pF

9.2 $dv/dt = 1.497$ V/μs

9.3 $C_s = 5$ pF

9.4 **(a)** $C_s = 0.0392$ μF,
(b) $dv/dt = 375.5$ V/μs

9.5 **(a)** $dv/dt = 66009$ V/s,
$I_o = \pm 3.15$ mA

9.6 $I_T = 999.5$ A

9.7 **(a)** $R = 22.22$ kΩ, **(b)** $C_1 = 0.675$ μF

9.8 $R_1 = 5.455$ mΩ, $R_2 = 4.444$ mΩ

9.9 $\dfrac{dv}{dt} = 2.5\,V/\mu$

9.10 $I_T = 995$ A

9.11 **(a)** $V_{DS-\text{máx}} = 2.17$ kV,
(c) $V_{DT-\text{máx}} = 1.904$ kV

9.12 **(a)** $R_s = 1.2\,\Omega, C_s = 0.048\,\mu$F,
(b) $P_s = 1.393$ W

9.13 $R_{B1} = 80\,\Omega, R_{B2} = 505.05\,\Omega$

9.14 $R_1 = 55\,\text{k}\Omega, R_2 = 20\,\text{k}\Omega$

9.15 **(a)** $\alpha_{mín} = 12.92°$, **(b)** $\alpha_{máx} = 79.8°$

CAPÍTULO 10

10.1 **(a)** $\eta = 20.26\%$, **(b)** FF $= 222.21\%$,
(c) RF $= 198.36\%$, **(e)** PF $= 0.5$

10.2 **(a)** $\eta = 28.32\%$,
(d) TUF $= 0.1797$, PF $= 0.6342$

10.3 **(c)** $I_{\text{prom}} = I_{\text{cd}} = 2.70$ A,
$I_R = I_{\text{rms}} = 7.504$ A,
(d) PF $= 0.3127$

10.4 $I_1 = 5.4907$ A

10.5 **(b)** $I_s = 0.7071$ A, HF $= 48.34\%$,
DF $= 0.7071$, PF $= 0.6366$

10.6 **(a)** $I_{L0} = 29.767$A, $I_{L1} = 7.601$ A,
(b) $I_A = 11.41$ A, **(c)** $I_R = 20.59$ A,
(f) $\alpha_c = 158.21°$

10.7 **(b)** DF $= 0.9659$, **(c)** PF $= 0.9202$

10.8 **(c)** $I_{\text{prom}} = 2.701$ A, $I_R = 7.504$ A,
(d) PF $= 0.442$

10.9 **(c)** $I_2 = 9.404$ A

10.10 **(b)** DF $= 0.5$, **(c)** PF $= 0.4502$

10.11 **(a)** $I_{\text{prom}} = 2.701$ A, $I_R = 16.97$ A,
(d) PF $= 1.0$

10.12 $I_2 = 10.76$ A

10.13 $I_p = 20$ A, 44.12 A

10.14 **(a)** $\alpha_1 = 0°$, $\alpha_2 = 90°$,
(b) $I_{\text{rms}} = 18.97$ A, **(d)** PF $= 0.7906$

10.15 **(a)** HF $= 37.26\%$, **(b)** DF $= 0.9707$,
(c) PF $= 0.9096$

10.16 **(b)** $I_{\text{rms}} = 45.05$ A,
(d) $P_o = 9267.8$ W, PF $= 0.8969$

10.17 **(a)** HF $= 31.08\%$, PF $= 0.827$ (retrasado)

10.18 **(a)** $\alpha = 67.6990$, **(b)** $I_{\text{rms}} = 9.475$ A,
(c) $I_A = 2.341$ A, $I_R = 5.47$ A,
(f) PF $= 0.455$

10.19 **(a)** HF $= 37.27\%$, **(b)** DF $= 0.971$,
(c) PF $= 0.91$

10.20 **(d)** $\eta = 35.75\%$, **(e)** TUF $= 10.09\%$,
(f) PF $= 0.2822$

10.21 $I_3 = 3.96$ A

10.22 **(b)** $I_{\text{rms}} = 18.01$,
(c) $I_A = 4.68$ A, $I_R = 10.4$ A,

(e) TUF = 0.3723,
(f) PF = 0.6124

10.23 **(a)** HF = 109.2%, **(b)** DF = 0.5,
(c) PF = 0.3377

10.24 **(e)** TUF = 0.1488, **(f)** PF = 0.3829

10.25 **(d)** η = 103.7%, **(e)** TUF = 0.876,
(f) PF = 0.843

10.26 I_3 = 2.29 A

10.27 **(a)** HF = 31.08%, **(b)** PF = 0.477

10.28 **(d)** η = 41.23%, **(e)** TUF = 0.1533,
(f) PF = 0.3717

10.29 I_6 = 2.483 A

10.30 I_p = 31.11 A

10.31 **(iv)** I_{rms} = 42.64 A,
(v) I_{cd} = 37.80 A

10.32 **(iv)** I_{rms} = 37.21 A,
(v) I_{cd} = 33.43 A

10.33 **(iv)** I_{rms} = 162.48 A,
(v) I_{cd} = 162.18 A

10.34 **(a)** I_s = 0.5774 A, HF = 0.803,
PF = 0.7797

10.35 HF = 31.08%, PF = 0.827

10.36 HF = 31.08%, PF = 0.827

10.37 **(a)** HF = 80.3%, **(c)** PF = 0.7797

10.38 **(a)** HF = 102.3%,
(c) PF = 0.6753 (adelantado)

10.39 **(b)** HF = 53.25%, **(d)** PF = 0.8827

10.40 **(b)** HF = 58.61%, **(d)** PF = 0.8627

10.41 **(a)** μ = 19.33°, **(b)** μ = 18.35°

10.42 t_G = 7.939 μs

10.43 t_G = 2.5 μs

CAPÍTULO 11

11.1 **(a)** I_o = 6 A, **(b)** PF = 0.5,
(c) I_A = 1.35 A, I_R = 4.24 A

11.2 **(c)** I_A = 13.51 A, I_R = 26.83 A

11.3 **(a)** k = 0.8333, **(b)** PF = 0.91

11.4 **(a)** V_o = 103.92 V,
(b) PF = 0.866, **(c)** I_s = −2.701 A

11.5 **(b)** PF = 0.9498, **(c)** I_{cd} = −5.402 A

11.6 **(a)** α = 251.91°

11.7 **(b)** PF = 0.707, **(c)** I_{cd} = 5.402 A,
(d) I_R = 12 A

11.8 **(a)** α = 94.87°, **(c)** PF = 0.791,
(d) I_A = 26.96 A,
(e) I_R = 55.902 A

11.9 En α = 60°, PF_1 = 0.95 y
PF_2 = 0.897; en α = 90°,
PF_1 = 0.866 y PF_2 = 0.707

11.10 **(d)** I_o = 20.1 A, **(e)** I_A = 6.61 A,
(f) PF = 0.838

11.12 **(b)** PF = 0.908

11.13 **(c)** PF = 0.8333

11.14 **(b)** PF = 0.63

11.15 **(b)** PF = 0.978

11.16 **(b)** α = 62°, **(c)** PF = 0.8333

11.17 **(b)** PF = 0.208

11.20 **(d)** PF = 0.897, **(e)** I_R = 52.77 A

11.21 **(b)** I_{R1} = 46.46 A, **(c)** I_{R3} = 20.82 A,
(d) PF = 0.899

11.22 **(c)** PF = 0.315

11.23 **(c)** PF = 0.707

11.24 En α = 60°, PF = 0.8407; en
α = 90°, PF = 0.5415

11.25 **(c)** PF = 0.147

11.26 **(c)** PF = 0.2816

11.28 **(b)** I_{AM} = 21.64 A, **(c)** V_P = 294.1 V

11.29 **(c)** I_{AM} = 11.3 A, **(d)** V_P = 3252.7 V

11.30 **(b)** C = 1075 μF

CAPÍTULO 12

12.1 **(a)** I = 210.3 A, **(b)** P = 37.9 kW,
(c) Q = 26.54 kW

12.2 **(a)** I = 220.52 A, **(b)** P = 46.268 kW,
(c) Q = 29.177 kW

12.3 **(a)** δ = 140.13°, **(c)** Q_p = 24.387 kW,
(e) L = 8.488 mH, **(f)** α = 18.644°

12.4 **(a)** δ = 140.13°, **(b)** I = 360.83 A,
(c) Q_p = 91.14 kW,
(e) L = 4.86 mH, **(f)** α = 13.76°

12.5 **(a)** $V_{co} = 28.47$ kV, **(b)** $V_{c(pp)} = 56.94$ kV, **(c)** $I_c = 2.96$ A, **(d)** $I_{sw(pico)} = 5.121$ A.

12.6 **(a)** $I = 70.1$ A, **(b)** $P_p = 12.634$ kW, **(c)** $Q_p = 4.282$ kVA

12.7 **(a)** $r = 0.803$, **(b)** $X_{comp} = 9.636\ \Omega$, **(c)** $I = 261.081$ A, **(d)** $\alpha = 79.7°$

12.8 **(a)** $r = 0.944$, **(b)** $X_{comp} = 12.267$, **(c)** $I = 385.69$ A, **(d)** $Q_c = 1.825$ MW, **(e)** $\alpha = 78.695°$

12.9 **(a)** $r = 0.869$, **(b)** $X_{comp} = 9.636\ \Omega$, **(c)** $C = 225.27\ \mu$F, **(d)** $\alpha = 77.3°$

CAPÍTULO 13

13.1 **(a)** $I_s = 4$ A, **(b)** $\eta = 0.9631$, **(d)** $I_p = 13.33$ A, **(e)** $I_R = 5.96$ A, **(f)** $V_{oc} = 248.1$ V, **(g)** $L_p = 5.61$ mH, $k_{máx} = 0.6$

13.2 **(a)** $I_s = 44.51$ A, **(b)** $\eta = 0.8988$ **(d)** $I_{p(mín)} = 43.39$ A, $I_{p(pico)} = 45.62$ A, **(e)** $I_R = 33.05$ A, **(f)** $V_{oc} = 22.9$ V, **(g)** $L_p = 3.148$ mH, **(h)** $L_1 = 0.4$ mH

13.3 **(a)** $I_s = 4$ A, **(b)** $\eta = 0.9631$ **(d)** $I_p = 4$ A, **(e)** $I_R = 3.1$ A, **(f)** $V_{oc} = 249.2$

13.4 **(a)** $I_s = 30$ A, **(b)** $\eta = 94.87\%$, **(e)** $I_R = 17.89$ A, **(f)** $V_{oc} = 101.2$ V

13.5 **(a)** $I_s = 20$ A, **(b)** $\eta = 94.87\%$, **(e)** $I_R = 28.28$ A, **(f)** $V_{oc} = 101.2$ V

13.6 **(a)** $I_s = 10$ A, **(b)** $\eta = 94.87\%$, **(e)** $I_R = 14.14$ A, **(f)** $V_{oc} = 101.2$ V

13.7 **(a)** $I_s = 30$ A, **(b)** $\eta = 92.66\%$, **(e)** $I_R = 21.21$ A, **(f)** $V_{oc} = 51.8$ V

13.8 **(a)** $I_s = 4.36$ A, **(b)** $I_A = 4.36$ A, **(c)** $I_p = 13.71$ A, **(d)** $I_R = 6.85$ A, **(e)** $V_{oc} = 110$

13.9 **(a)** $I_s = 28.8$ A, **(c)** $I_p = 90.48$ A, **(e)** $V_{oc} = V_s = 50$ V

13.10 **(a)** $I_s = 28.8$ A, **(d)** $I_R = 22.62$ A, **(e)** $V_{oc} = 50$ V

13.11 $I_L = 75.43$ A

13.12 $V_1 = 36.67$ V, $V_2 = 18.33$ V, $V_L = 12.22$ V, $I_L = 6.11$ A

13.13 $I_L = 7.11$ A

13.14 $A_p = 209.78\,\text{cm}^2, A_c = 24.4\,\text{cm}^2$, $N_p = 132$

13.15 $N_p = 132, N_s = 44, I_p = 3{,}667$ A

13.17 $N_c = 1000, N = 87, A_p = 5.5\,\text{cm}^2$, $A_c = 1.32\ \text{cm}^2$

13.18 $N_c = 1000, N = 87, A_p = 9.962\,\text{cm}^2$, $A_c = 1.32\ \text{cm}^2$

13.19 $N_c = 1000, N = 32, A_p = 1.595\,\text{cm}^2$, $A_c = 1.32\ \text{cm}^2$

CAPÍTULO 14

14.1 **(a)** $I_a = 117.81$ A, **(b)** $T_L = 241.07\ \text{N} \cdot \text{m}$

14.2 **(a)** $I_a = 120.47$ A, **(b)** $T_L = 241.07\ \text{N} \cdot \text{m}$

14.3 **(a)** $E_g = 132.25$ V, **(b)** $V_a = 141.94$ V, **(c)** $I_{nominal} = 50.86$ A, **(d)** regulación de velocidad = 7.32%

14.4 **(a)** $E_g = 280.28$ V, **(b)** $V_a = 287.88$ V, **(c)** $I_{nominal} = 149.2$ A

14.5 **(a)** $I_f = 0.851$ A, **(b)** $\alpha_a = 101.99°$, **(c)** PF = 0.542

14.6 **(a)** $T_d = 21.2\ \text{N} \cdot \text{m}$, **(b)** $\omega = 2954$ rpm, **(c)** PF = 0.6455

14.7 **(a)** $\alpha_f = 180°$, **(b)** $\alpha_a = 114.42°$, **(c)** $P_a = 4258$ W

14.8 **(a)** $\alpha_a = 24.31°$, **(b)** $\omega_o = 1183$ rpm, **(c)** regulación = 4.594%

14.9 **(a)** $\alpha_a = 95.09°$, **(b)** $\omega_o = 1883$ rpm, **(c)** regulación = 4.594%

14.10 **(a)** $\alpha_a = 110.59°$, **(b)** $\omega = 1173$ rpm, **(c)** $\alpha_f = 49.34°$

14.11 **(a)** $\alpha_a = 73.35°$, **(b)** $\omega = 1180$ rpm, **(c)** $\alpha_f = 71.9°$

14.12 Para $k = 0.5, \omega = 627.45$ rpm

14.13 $= 157.17\,k - 1.501$

14.14 **(b)** $R_{eq} = 1.778\ \Omega$,
(c) $\omega = 581.59$ rpm,
(d) $T_d = 3092.18\ \text{N} \cdot \text{m}$

14.15 **(c)** $R_{eq} = 0.927\ \Omega$,
(d) $\omega_{mín} = 55.7$ rpm,
(e) $\omega_{máx} = 1420$ rpm,
(f) $\omega = 698$ rpm

14.16 **(c)** $R_{eq} = 2.07\ \Omega$,
(d) $\omega = 1412$ rpm, **(e)** $V_p = 1250$ V

14.17 $\Delta I_{máx} = 17.9$ A

14.18 $\Delta I_{máx} = 55 \tanh [2/(3u)]$

14.19 $I_{1s} = 7.744$ A

14.20 $I_{1s} = 112.54/[1 + (u \times 250/113.68)^2]$

14.21 **(b)** $\omega = 2990$ rpm

14.22 **(b)** $\omega = 1528.6$ rpm

14.23 $\omega = 1981$ rpm

14.24 **(b)** $V_r = 18.837$ V,
(c) $= 1747$ rpm

14.25 **(b)** $\omega = 1733$ rpm,
(c) $\omega = 1400.5$ rpm,
(d) regulación $= 2.67\%$,
(e) regulación $= 2.37\%$

14.26 **(b)** $\omega = 2813$ rpm

14.27 **(c)** $\omega = 2883$ rpm

14.28 $\omega = 1902$ rpm

14.29 **(b)** $T_1 = 0.11$ N.m,
(c) $J = 0.351$ kg-m^2,
(d) $B = 0.064$ Nm/rad/s

14.30 **(b)** $T_1 = 0.16$ Nm,
(c) $J = 0.351$ kg-m^2,
(d) $B = 0.064$ Nm/rad/s

14.31 $V_c = 7.405$ V,
(b) $H_c = 0.185$ V/A, **(c)** $K_m = 0.041$,
(d) $K_c = 3.655$, **(e)** $K_\omega = 8.109$

14.32 $V_c = 20.363$ V,
(b) $H_c = 1.018$ V/A, **(c)** $K_m = 0.041$,
(d) $K_c = 2.193$, **(e)** $K_\omega = 1.479$

14.33 $V_c = 20.363$ V,
(b) $H_c = 1.018$ V/A, **(c)** $K_m = 0.041$,
(d) $K_c = 1.827$, **(e)** $K_\omega = 1.474$

14.34 $V_c = 10.182$ V,
(b) $H_c = 0.509$ V/A, **(c)** $K_m = 0.041$,
(d) $K_c = 1.827$, **(e)** $K_\omega = 2.949$

14.35 $V_c = 7.405$ V,
(b) $H_c = 0.37$ V/A, **(c)** $K_m = 0.041$,
(d) $K_c = 2.193$, **(e)** $K_\omega = 4.067$,
OS $= 43.41\%$, $t_r = 13.341$ ms,
$t_s = 52.18$ ms

14.36 $t_r = 16.422$ ms, OS $= 18.654\%$,
$t_s = 7.749$ ms

CAPÍTULO 15

15.1 **(b)** $s = 0.167$,
(c) $I_i = 194.68/-70.89°$ A,
(d) $P_i = 52$–72 W, **(e)** $\text{PF}_s = 0.327$,
(l) $s_m = \pm 0.0648$,
(m) $T_{mm} = 692.06\ \text{N} \cdot \text{m}$,
(n) $T_{mr} = -767.79\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.2 **(a)** $\omega_s = 94.25$ rad/s,
(c) $I_i = 198.15/-72.88°$ A,
(d) $P_i = 46.48$ W, **(e)** $\text{PF}_s = 0.294$,
(k) $I_{rs} = 172.09$ A,
(m) $T_{mm} = 728.94\ \text{N} \cdot \text{m}$,
(n) $T_{mr} = -728.94\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.3 **(c)** $I_i = 55.33/-25.56°$ A,
(j) $P_o = 27.9$ kW
(k) $I_{rs} = 117.4$ A,
(l) $s_m = \pm 0.1692$,
(m) $T_{mm} = 90.85\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.4 **(a)** $V_{as} = 1328$ V, $\omega_m = 181.44$ rad/s,
$\eta = 86.83\%$, **(b)** $C = 109\ \mu$F

15.5 **(a)** $V_{as} = 132.79$ V, $\omega_m = 151.95$ rad/s,
$\eta = 86.83\%$, **(b)** $C = 130.8\ \mu$F

15.6 **(c)** $V_a = 223.05$ V,
(d) $I_i = 90.89/-72.96°$ A,
(g) $I_{r(\text{máx})} = 80.11$ A,
(i) $T_a = 82.73\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.7 **(d)** $I_i = 90.84/-78.49°$ A,
(g) $I_{r(\text{máx})} = 80.11$ A,
(i) $T_a = 82.73\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.8 **(d)** $I_i = 85.5/-59.3°$ A,
(g) $I_{r(\text{máx})} = 91.47$ A,
(i) $T_a = 55.93\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.9 **(a)** $R = 3.048\ \Omega$, **(c)** $k = 0.428$, **(e)** $\eta = 76.22\%$, **(f)** $PF_s = 0.899$

15.10 **(a)** $R = 8.19\ \Omega$, **(e)** $\eta = 76.22\%$, **(f)** $PF_s = 0.899$

15.11 **(a)** $R = 2.225\ \Omega$, **(c)** $k = 0.547$, **(d)** $\eta = 79.5\%$, **(f)** $PF_s = 0.855$

15.12 **(c)** $\alpha = 112°$, **(d)** $\eta = 95.35\%$, **(e)** $PF_s = 0.606$

15.13 **(c)** $\alpha = 102°$, **(d)** $\eta = 95.35\%$, **(e)** $PF_s = 0.459$

15.14 **(b)** $I_d = 116.49$, **(c)** $\alpha = 102°$

15.15 **(a)** $= 58.137$ Hz, **(b)** $\omega_m = 1524.5$ rpm

15.16 **(a)** $T_d = 114.25\ \text{N} \cdot \text{m}$, **(b)** Cambio del par motor $= 117.75\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.17 **(a)** $T_m = 850.43\ \text{N} \cdot \text{m}$, **(b)** $T_m = 850.43\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.18 **(a)** $T_m = 479\ \text{N} \cdot \text{m}$, **(b)** $T_m = 305.53\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.19 **(a)** $s = 0.08065$, **(c)** $\omega_m = 551.6$ rpm, **(d)** $V_a = 138.62$ V, **(e)** $PF_m = 0.6464$

15.20 **(b)** $s = 0.1755$, **(c)** $\omega_m = 618.4$ rpm, **(d)** $V_a = 186.56$ V, **(e)** $PF_m = 0.404$

15.21 **(a)** Velocidad de deslizamiento $\omega_{slm} = 46.11$ rad/s, **(c)** $K_{vf} = 2.24$, **(d)** $V_{cd} = 307.92$ V

15.22 **(a)** $\omega_{slm} = 46.11$ rad/s, **(c)** $K_{vf} = 1.813$ **(d)** $V_{cd} = 256.6$ V

15.23 **(a)** $K^* = 0.027$, **(b)** $K_{tg} = 0.053$, **(c)** $K_f = 6$, **(d)** $K_{vf} = 2.041$

15.24 **(a)** $K^* = 0.027$, **(b)** $K_{tg} = 0.053$, **(c)** $K_f = 6$, **(d)** $K_{vf} = 1.813$

15.25 **(a)** $V_{qs} = 179.63\ \text{V}, V_{ds} = 179.63\ \text{V}$, $i_{qs} = 125.196 < -71.89°$, **(b)** $i_{as} = 125.196 < -71.89°$, $i_a = 360.82 < 108.6°$

15.26 **(a)** $i_{qs} = 0.137\ \text{A}, i_{ds} = 9.806\ \text{A}$, $\psi m = 0.598$ W-vueltas, **(b)** $I_s = 18.93\ \text{A}$, **(c)** $\theta_T = 62.61°$, **(d)** $K_{sl} = 0.3, \omega_{sl} = 5.859$ rad/s

15.27 **(a)** $i_{qs} = 0.137\ \text{A}, i_{ds} = 9.806\ \text{A}$, $\psi m = 0.598$ W-vueltas, **(b)** $I_s = 12.72\ \text{A}$, **(c)** $\theta_T = 52.26°$, **(d)** $K_{sl} = 0.3, \omega_{sl} = 3.936$ rad/s

15.28 **(b)** $I_a = 116.83$ A, **(d)** $\delta = -22.56°$, **(e)** $T_p = 2574\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.29 **(a)** $\delta = -7.901°$, **(b)** $V_f = 177.32$ V, **(c)** $T_d = 212.21\ \text{N} \cdot \text{m}$

15.30 **(a)** $\delta = -3.67°$, **(b)** $I_a = 7.76$ A, $\Theta_m = 88.33°$, **(c)** PF $= 0.029$

15.31 $K_b = 30.375, K_g = 18.848$, $T_s = 0.016, K_s = 8.637$

15.32 $K_b = 30.375, K_g = 19.013$, $T_s = 0.016, K_s = 8.838$

15.33 **(a)** $T_p = 60°$, **(b)** $S_L = 10°$

15.34 **(a)** $T_p = 60°$, **(b)** $S_L = 10°$

15.35 **(a)** $T_L = 72°$, **(b)** $S_L = 18°$

15.36 **(a)** $v_m = 50$ m/s, **(b)** $P_d = 4$ MW, **(d)** $s = 0.042$, **(e)** $P_{cu} = 160$ kW

15.37 **(a)** $v_m = 50$ m/s, **(b)** $P_d = 10.5$ MW, **(d)** $s = 0.306$, **(e)** $P_{cu} = 4.62$ MkW

Índice

A

Acondicionamiento de potencia, 257
Aislamiento
  compuerta optoacopladora, 199
  de excitación de compuerta y base
  entre la fuente y la carga, 635
  transformación de pulsos, 490
Amortiguado senoidal, 62
Amortiguadores, 180
Análisis
  de Fourier, 969
  transitorio, cd, 965
Ángulo
  de conmutación (o traslape), 124
  de desplazamiento, 92
  de extinción, 523
  de retardo, 506
  factor de potencia, 92, 947
  par motor, 770
Armónicos
  de menor orden, 285
  reducción, 335

B

Balanceo del voltaje del capacitor de enlace de cd, 437
Beta forzada, 160

C

Cambiadores de toma/conexión
  monofásicos, 572
  sincrónicos, 573
Capacitores
  cerámica, 128
  electrolíticos de aluminio, 128
  película de ca, 127
  supercapacitores, 129
  tántalo sólido, 129
Carburo de silicio (SiC), 46
  ETOs, 464
  GTOs, 461
  IGBTs, 173
  JFETs, 153-155
  MOSFETs, 136
  transistores, 136
Carga
  de saturación, 163
  recuperada, 42
Ciclo de trabajo, 7, 214, 216
Cicloconvertidores
  monofásicos, 577
  trifásicos, 580
Circuito
  críticamente amortiguado, 62
  disparo, 135
  LC, 58
  RC, 54
  RLC, 58
  sobreamortiguado, 62
  subamortiguado, 62
  topología, 296
Circuitos de disparo de tiristores, 489
Circuitos integrados
  alto voltaje, 828
  excitación de compuerta, 200
Circuitos integrados de excitación de compuerta, 200
  para convertidores, 573
  para propulsores de motores, 828
Compensación
  ángulo de fase, 624
  en derivación, 606
  potencia reactiva, 433
Compensadores
  comparación de, 629
  conmutados por tiristor, 609, 617
  controlados por tiristor, 608, 619
  de ángulo de fase, 624
  de conmutación forzada, 620
  en derivación, 606
  var estático, 612, 613, 621

Condiciones límite, 89, 103
Conmutación, 124
  ángulo, 124
  características, 161
  corrientes, 436
  función, 85, 959
  límites, 168
  natural o de línea, 504
  por corriente cero, 398
  por voltaje cero, 402
  reactancia, 124
Constante de tiempo, 712
  almacenamiento, 163
Control
  adaptativo, 778
  ángulo
    de extinción, 523
    simétrico, 523
  antisaturación, 195
  apagado, 194
  base proporcional, 194
  características de dispositivos de, 25, 26
  corriente, 723, 770
  de lazo cerrado, 709, 720, 778, 808
  de velocidad de deslizamiento constante, 775
  desplazamiento de fase, 315
  encendido, 193
  excitación de base, 192
  frecuencia, 763
  frenado
    regenerativo, 700
    reostático, 703
  lazo
    de corriente, 728, 814
    de fase sincronizada, 730
  microcomputadora, 732
  modo
    de corriente, 661
    de voltaje, 661
  modulación
    por ancho de pulsos (PWM), 523, 524
    por ancho de pulso senoidal, 312
  motor de pasos, 818
  orientado al campo, 784
  potencia, 698
    de deslizamiento, 755
  troceador, 698
  variables, 782
  vectorial, 778
  vínculo, 566
  voltaje
    de rotor, 754
    del estator, 750
    y frecuencia, 765
  volts/Hertz, 765
Controladores
  conectados a punto neutral, 5
  controlador de velocidad, 815
  flujo de potencia unificado 603, 628
  monofásicos de onda completa, 555, 559
  trifásicos de onda completa, 563
  unidireccionales, 563
  voltaje de ca 9, 552
Conversiones en múltiples etapas, 659
Convertidores
  ca-ca, 8
  ca-cd, 8
  cd-ca, 8
  cd-cd, 7, 210
  circuitos de control de, 660
  completos, 504, 514
  Cúk, 250
  de medio puente, 647
  de puente completo, 650
  de retorno, 636
  directos, 640
  diseño de, 275, 268
  dos cuadrantes, 504
  duales, 511, 520
  en contrafase, 645
  funciones de conmutación de, 959
  modelos de control, 715
  modelos promediadores, 258
  monofásicos
    controlados, 504
  completos, 508
    duales, 511
    en serie, 531
  multietapas, 659
  propulsor alimentado por, 729
  semiconvertidores, 504
  trifásicos duales, 520
    completos, 514
  un cuadrante, 504
Corriente
  de cerrojo, 445
  de retención, 445
  en estado de apagado, 444
  rizada, 219
    inductor pico a pico, 235, 239, 243

D

Deslizamiento, 742
Desplazamiento de fase, 315
Devanado, retroalimentación, 68

di/*dt,* protección contra, 479
Diodos, 36
  características de, 38
  carga
    LC conmutada, 58
    RC conmutada, 54
    RL conmutada, 56
    RLC conmutada, 61
  conectados
    en paralelo, 53
    en serie, 49
  conmutación de, 124
  corriente de fuga, 39
  de carburo de silicio, 46
  de conducción libre, 57, 65
  de potencia, 36, 38
  de retroalimentación
  ecuación, 39
  modelo SPICE, 48
  polarizados
    en sentido directo, 40
    en sentido inverso, 39
  recuperación rápida, 45
  resistencia masiva de, 48
  Schottky, 46
  tipos de, 44
  uso general, 44
  voltaje
    de encendido de, 40
    de ruptura de, 40
    de umbral de, 40
Dispositivos de potencia, 46
  capacidades, 22
  características
    de conmutación, 27
    ideales, 15
  clasificaciones, 25
  selección de, 25
  símbolos, 23
Distorsión
  armónicos totales, 93, 285
  factor de, 285
dv/*dt,* protección contra, 480

E

Efecto
  de Miller, 162
  periférico, 12
Electrónica de potencia, 2
  aplicaciones de la, 2
  diarios y conferencias sobre, 31
  historia de la, 4
Energía
  atrapada, 68
  geotérmica, 90

F

Factor
  armónico, 92, 285
  de amortiguamiento, 61
  de corrección de potencia, 256
  de cresta, 81
  de desplazamiento, 92
  de distorsión, 285
  de forma, 81
  de potencia, 92, 523, 947
    de entrada, 92
  de rizo, 81
  de sobreexcitación, 160
  de suavidad, 42
  de utilización de transformador, 81
FACTs, 603
  controlador, 603
Filtros
  ca, 109
  cd, 109
  tipo C, 113
  tipo *LC*, 116, 119
Frecuencia
  de repique, 62
  operación constante, 214
  operación variable, 214
  resonante, 61
Frenado
  de contramarcha, 681
  regenerativo, 684
Fuentes de alimentación de potencia, 635
  bidireccionales, 655
    de ca, 658
  ca, 655
  cd, 635
  de ca en modo conmutado, 657
  de ca resonantes, 657
  de cd en modo conmutado, 636
  de cd resonantes, 636

G

Ganancia de corriente, 157, 447
  base común, 447
GTOs, 457
  características de, 458
  circuito amortiguador de, 480

I

IGBTs, 173
Implementación de SVM, 334
Inductor
  Cd, 668
Interruptores
  bidireccionales, 557
  características de, 15
  características ideales de, 15
  especificaciones de, 18
  estáticos de ca, 9, 554
  estáticos de cd, 9
Inversores 7, 283, 362
  clase E, 394
  comparación de, 335
  conmutación por corriente cero, 398
  conmutación por voltaje cero, 402
  control por voltaje, 305, 306, 316
  elevadores, 344
  en puente monofásicos, 289, 295, 960, 962
  en puente trifásicos, 297
  enlace de cd, 342
  fijador activo, 413
  fuente de corriente, 340
  fuente de voltaje, 344
  ganancia de, 283
  medio puente, 286
  modulados por ancho de pulso, 283
  multinivel, 417, 420
  parámetros de desempeño de, 283
  reductor−elevador, 347
  resonantes en paralelo, 384
  resonantes en serie de medio puente, 367, 373
  resonantes en serie de puente completo, 368, 371
  resonantes en serie, 362
  tipos de, 283
  variables de enlace de cd, 342
Inversores multinivel, 417
  capacitores volantes, 426
  características de, 427
  comparación de, 418
  concepto de, 418
  de diodo fijador, 420
  en cascada, 429
  tipos de, 420
Inversores resonantes, 362
  clase E, 390
  conmutación por corriente cero, 398
  conmutación por voltaje cero, 402
  corriente inversa, 445
  en paralelo, 384
  en serie, 362
  enlace de cd, 409

M

Magnético(s)
  circuitos, 845
  diseño, 664
  saturación, 669
MCTs, 466
Modelo de interruptor promediado, 275
Modelo SPICE
  BJT, 184
  Diodo, 48
  GTO, 484
  IGBT, 187
  MCT, 486
  MOSFET, 186
  SITH, 486
  tiristor, 482
Modo de bloqueo, 82
Modulación
  ancho de pulso, 214, 306, 524
  avanzada, 306
  frecuencia, 214, 307
  índice, 216, 329, 350, 527
  inyección armónica, 306
  por ancho de pulso
    senoidal (SPWM), 306, 309, 317, 526
    senoidal modificado, 312
    único, 304
    uniforme, 307
  por ancho de pulsos múltiples, 306
  salida unipolar, 337
  sobre, 319, 332
  vector de referencia, 327
Módulos
  inteligentes, 29
  potencia inteligente, 29
MOSFETs, 147
  características
    de estado estable de, 147
    de conmutación de, 143
  excitación de compuerta de, 137
  modelo SPICE, 184
  potencia, 137
Motor de pasos
  control, 818
  de imán permanente, 821
  de reluctancia variable, 818
Motores
  ca, 741
  cd, 676
  de inducción lineales, 825
  de reluctancia, 802
    conmutada, 803
  sin escobillas, 810
  sincrónicos, 797

Motores de cd
características de, 677
características de magnetización de, 679
control de campo de, 679
control de voltaje de, 679
de excitación independiente, 677
en serie, 680
función de transferencia de lazo abierto, 710, 713
velocidad base de, 679
Motores de inducción, 741
características de desempeño de, 743
carburo de silicio, 173
control
por corriente de, 770
por frecuencia de, 763
por potencia de deslizamiento de, 755
por voltaje del estator de, 750
por voltaje del rotor de, 754
por voltaje y frecuencia de 765
por voltaje, corriente y frecuencia de, 776
debilitamiento de campo de, 764
lineales, 825
Motores sincrónicos, 797
control de lazo cerrado de, 808
de imán permanente, 805
de polos salientes, 801
de reluctancia, 802
de rotor cilíndrico, 798
motores de reluctancia conmutados y, 803

O

Onda casi cuadrada, 388
Optoacopladores, 199, 489

P

Par motor
ángulo de, 799
crítico o par máximo desarrollado, 747, 800
desarrollado, 744
velocidad, 745
Parámetros de desempeño, 12
controladores de voltaje de ca, 554
convertidor cd-cd, 227
diodo rectificador, 80
inversores, 283
Periodo de tanque, 412
Potencia de deslizamiento, 755
Propulsor
Kramer estático, 755
Scherbius estático, 755
Propulsores
ca, 741
cd, 675, 797
de velocidad variable, (VSD), 676
Kramer estático, 755
PMSM, 812
Scherbius estático, 755
Propulsores de ca, 740
fuente de corriente, 773
motores sincrónicos, 797
Propulsores de cd, 676
control
de convertidor dual monofásico, 690
dual trifásico, 695
monofásico completo, 689
monofásico de media onda, 688
trifásico completo, 694
trifásico de media onda, 694
de lazo cerrado de, 709
de semiconvertidor trifásico, 694
monofásico, 686
por lazo de fase sincronizada, 730
por microcomputadora de, 732
por troceador, 698
trifásico, 694
Propulsores troceadores, 698
control de frenado
regenerativo de, 700
reostático de, 703
control de potencia de, 698
dos/cuatro cuadrantes, 705
Protecciones, 907
di/*dt*, 479, 480
Transformador de pulsos, 199, 490

R

Reactancia
conmutación, 124
corriente circulante, 511
sincrónica, 797
Rectificadores, 80
clase E, 394
comparación de, 105
controlados, 8, 504
diseño del circuito, 108
eficiencia, 81
elevadores, 256
en estrella multifásicos, 94
en puente, 83
ventajas y desventajas, 106
monofásicos de onda completa, 82
con carga altamente inductiva, 92
con carga *RL*, 85

monofásicos de media onda, 80
puente monofásico, 82, 83, 961, 963
puente trifásico, 98
trifásicos, 106
Recuperación inversa, 41
carga, 42
Reducción de potencia, 175
Regulador Cúk, 245, 250
Reguladores
análisis de espacio de estados, 264
comparación de, 252
Cúk, 245
de múltiples salidas, 253
de retorno, 644
elevadores, 237
en modo de conmutación, 232
inversores, 241
limitaciones de los, 251
reductores, 233
reductores–elevadores, 241
Relación
de amortiguamiento, 62
de frecuencia, 307
de rectificación, 81
de vueltas, 68
Resistencia
térmica, 19
Ruptura por avalancha, 445

S

Saturación de transistor, 160
Secuencia de disparo, 309
Semiconductor
dopado, 37
intrínseco, 37
tipo *n*, 37
tipo *p*, 37
Semiconductores de potencia, 20, 21
SIT, 174
SITH, 469
Sobremodulación, 312, 332

T

Tanque, periodo de, 412
Térmica
resistencia, 179
voltaje, 40
THD, 93, 285
Tiempo
almacenamiento, 163
apagado, 16, 451
caída, 144
encendido, 43, 163, 440
recuperación
directa, 43
inversa, 42
retardo, 163, 450
de apagado, 144
subida, 144, 450
Tiristores 4, 21, 453
activados por luz, 456
apagado de, 451
apagados
por compuerta, 457
por emisor, 465
asimétricos, 455
bidireccionales controlados por fase, 454
características de, 444
circuitos
de disparo de, 489
de protección de compuerta, 491
comparación de, 470
conmutación rápida, 455
conmutados de compuerta integrada, 465
control de fase, 453
controlados
por FET, 462
por MOS, 323, 325
de conducción inversa, 457
de tríodo bidireccionales, 456
DIAC, 486
encendido de, 449
funcionamiento
en paralelo de, 478
en serie de, 475
inducción estática, 19, 469
modelo
de dos transistores de, 447
SPICE de ca, 482, 593
SPICE de cd, 483
protección contra
di/*dt*, 479
dv/*dt*, 480
tipos de, 453
Transconductancia, 140, 161
Transformación
directa y del eje de cuadratura, 786
Transformador
diseño de, 664
Transistor de una unión, 492
programable, 494
Transistores
aislamiento de compuerta y excitadores de base, 197
bipolares, 19, 22, 135, 156

características, 157
comparación, 175
COOLMOS, 147
de una unión, 492
di/*dt*, 179
dv/*dt*, 180
funcionamiento en serie y en paralelo de, 182
IGBTs, 170
MOSFETs, 19, 22, 197
NPN, 156
PNP, 156
polarizada, área de, en sentido directo, 168
polarizados a la inversa, 168
potencia de, 135
saturación, 160
segunda ruptura, 168
SIT, 19, 22, 174
tipos de, 135
Transistores de efecto de campo de unión (JFET), 149
carburo de silicio, 153-155
región
de saturación, 152
óhmica, 152
Transistores de unión bipolares (BJT)
características de estado permanente de, 157
carburo de silicio, 169
control de excitación de base de, 192
de conmutación de, 16
ganancia de corriente de, 157
modelo SPICE
parámetros de desempeño de, 157
Transmisión
flexible de ca, 603
potencia de, 604
TRIAC, 456
Troceadores
cd−cd, 210
clasificaciones de, 228
cuatro cuadrantes, 231
diseño de, 275
elevadores, 222
multifásicos, 706
primer cuadrante, 228
primero y segundo cuadrantes, 230
reductores, 212, 217, 219
segundo cuadrante, 229
tercero y cuarto cuadrantes, 230

U

UPFC, 603, 628
UPS, 657

V

Valor de la raíz cuadrada de la media de los cuadrados (RMS), 11
VAR, 603
estático, 603, 612, 621
Vector espacial, 323, 325
interruptores, 327
representación de variable trifásica, 972
secuencia, 330
transformación, 323
Velocidad
base, 679, 763
nominal, 679
sincrónica, 742
Voltaje
de estrangulamiento, 137
de rizo pico a pico del capacitor, 235, 239, 243
de ruptura, 40, 168
en sentido directo, 445
de umbral, 40, 138

Z

Zona muerta, 366

FUNCIONES DE USO COMÚN

	$-A$	$90 \pm A$	$180 \pm A$	$270 \pm A$	$360k \pm A$
sen	$-\operatorname{sen} A$	$\cos A$	$\mp \operatorname{sen} A$	$-\cos A$	$\mp \operatorname{sen} A$
cos	$\cos A$	$\mp \operatorname{sen} A$	$-\cos A$	$\pm \operatorname{sen} A$	$\cos A$

$$\operatorname{sen}(A \pm B) = \operatorname{sen} A \cos B \pm \cos A \operatorname{sen} B$$

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \operatorname{sen} A \operatorname{sen} B$$

$$\operatorname{sen} 2A = 2 \operatorname{sen} A \cos A$$

$$\cos 2A = 1 - 2\operatorname{sen}^2 A = 2\cos^2 A - 1$$

$$\operatorname{sen} A + \operatorname{sen} B = 2 \operatorname{sen} \frac{A+B}{2} \cos \frac{A-B}{2}$$

$$\operatorname{sen} A - \operatorname{sen} B = 2 \cos \frac{A+B}{2} \operatorname{sen} \frac{A-B}{2}$$

$$\cos A + \cos B = 2 \cos \frac{A+B}{2} \cos \frac{A-B}{2}$$

$$\cos A - \cos B = 2 \operatorname{sen} \frac{A+B}{2} \cos \frac{B-A}{2}$$

$$\operatorname{sen} A \operatorname{sen} B = \frac{1}{2}[\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2}[\cos(A-B) + \cos(A+B)]$$

$$\operatorname{sen} A \cos B = \frac{1}{2}[\operatorname{sen}(A-B) + \operatorname{sen}(A+B)]$$

$$\int \operatorname{sen} nx\, dx = -\frac{\cos nx}{n}$$

$$\int \operatorname{sen}^2 nx\, dx = \frac{x}{2} - \frac{\operatorname{sen} 2nx}{4n}$$

FUNCIONES DE USO COMÚN

$$\int \operatorname{sen} mx \operatorname{sen} nx\,dx = \frac{\operatorname{sen}(m-n)x}{2(m-n)} - \frac{\operatorname{sen}(m+n)x}{2(m+n)} \quad \text{para } m \neq n$$

$$\int \cos nx\,dx = \frac{\operatorname{sen} nx}{n}$$

$$\int \cos^2 nx\,dx = \frac{x}{2} + \frac{\operatorname{sen} 2nx}{4n}$$

$$\int \cos mx \cos nx\,dx = \frac{\operatorname{sen}(m-n)x}{2(m-n)} + \frac{\operatorname{sen}(m+n)x}{2(m+n)} \quad \text{para } m \neq n$$

$$\int \operatorname{sen} nx \cos nx\,dx = \frac{\operatorname{sen}^2 nx}{2n}$$

$$\int \operatorname{sen} mx \cos nx\,dx = \frac{\cos(m-n)x}{2(m-n)} - \frac{\cos(m+n)x}{2(m+n)} \quad \text{para } m \neq n$$

ALGUNAS UNIDADES Y CONSTANTES

Cantidad	**Unidades**	**Unidades**
Longitud	1 metro (m)	3.281 pies (pie) 39.36 pulgadas (pulg)
Masa	1 kilogramo (kg)	2.205 libras (lb) 35.27 onzas (oz)
Fuerza	1 newton (N)	0.2248 libras fuerza (lbf)
Constante gravitacional	$g = 9.807$ m/s	
Par motor	1 newton-metro (N.m.)	0.738 libras-pie (lbf.ft)
Momento de inercia	1 kilogramo-metro^2 (kg.m^2)	23.7 libras-pie^2 (lb.ft^2)
Potencia	1 watt (W)	0.7376 pie-libras/segundo 1.341×10^{-3} caballos de fuerza (hp)
Energía	1 joules (J)	1 watt-segundo 0.7376 pie-libras 2.778×10^{-7} kilowatt-horas (kWh)
Caballo de fuerza	1 hp	746 watts
Flujo magnético	l weber (Wb)	10^8 maxwells o líneas
Densidad de flujo magnético	1 tesla (T)	1 weber/metro^2 (Wb/m^2) 10^4 gauss
Intensidad de campo magnético	1 ampere-vuelta/metro (At/m)	1.257×10^2 oersted
Permeabilidad del espacio libre	$\mu_0 = 4\pi \times 10^7$ H/m	

Esta nueva edición de Electrónica de potencia está planeada para un curso de electrónica de potencia y convertidores estáticos de potencia en ingeniería eléctrica o electrónica a nivel licenciatura.

El texto ha sido totalmente revisado y actualizado, y entre sus características más importantes sobresalen las siguientes:

- Emplea un método ascendente en lugar de uno descendente; es decir, después de estudiar los dispositivos se presentan las especificaciones del convertidor antes de considerar las técnicas de conversión.
- Considera el desarrollo de dispositivos de carburo de silicio.
- Presenta los modelos promediadores de convertidores cd-cd.
- Amplía las secciones sobre técnica de punta de modulación por vector espacial.
- Expande los métodos de control tanto a los excitadores de cd como a los de ca.
- Agrega explicaciones a lo largo del texto.

En la página Web del libro encontrará material adicional, tanto en inglés como en español, sobre circuitos trifásicos y magnéticos, y sobre funciones de conmutación, así como una introducción a la energía renovable y a los circuitos de excitación de compuerta.

Para mayor información visite:

www.pearsonenespanol.com/rashid

ISBN 978-607-32-3325-5



Visítenos en:
www.pearsonenespañol.com